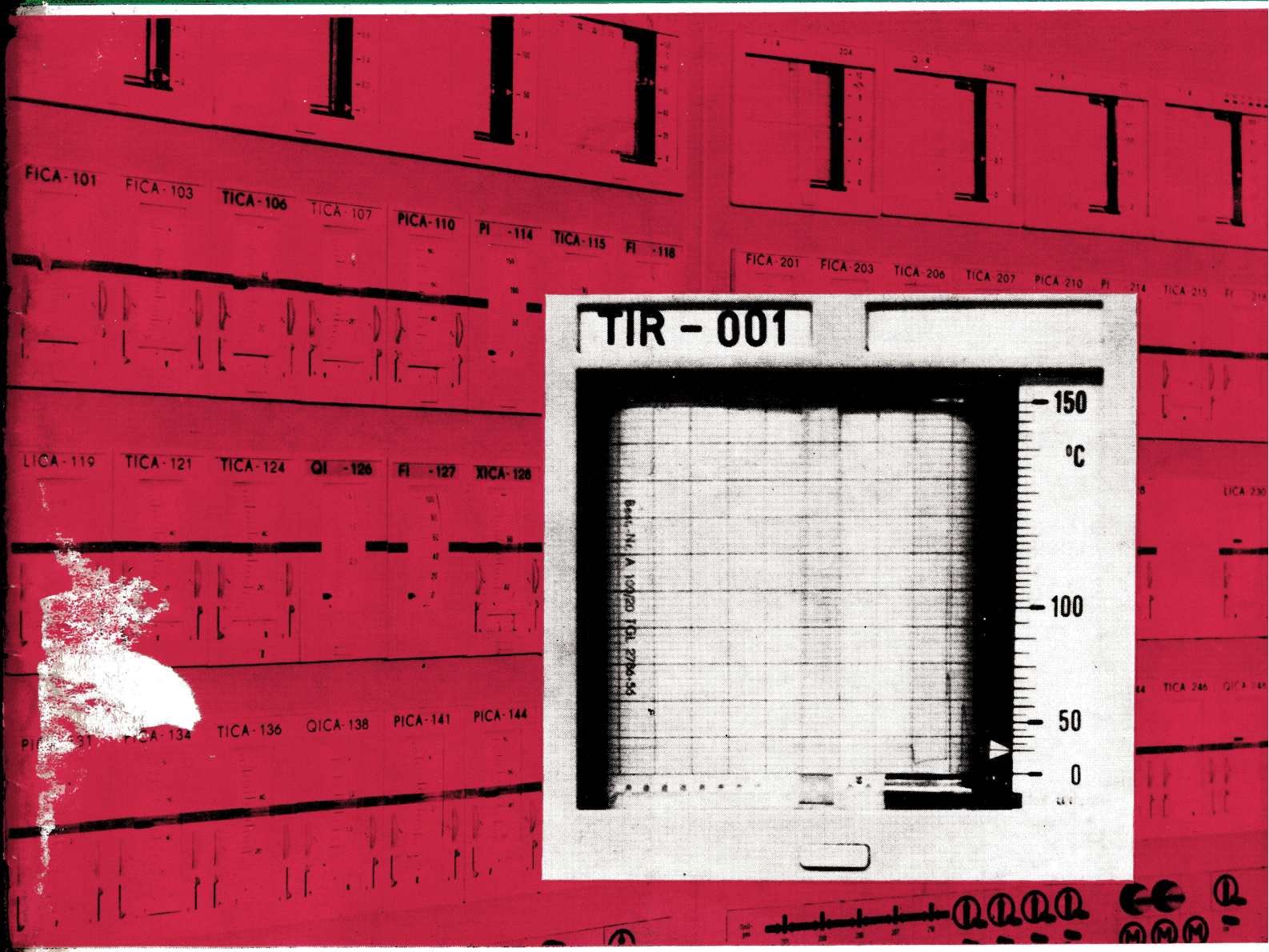
12
1970

8.472

messen·steuern·regeln

13. Jahrgang · Heft 12 · Dezember 1970 Verlagspostamt Leipzig · Heftpreis 4,— M

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN



Betriebsmotorkompensator BMKE als Einfachlinienschreiber

Universell einsetzbar durch:

— auswechselbare Meßbereiche
— hohe Meßgenauigkeit
— waagerechten Papierablauf
— Einbaumöglichkeit für pneumatischen Wandler, elektrische Regelungseinrichtung und Folgepotentiometer

VEB
KOMBINAT MESS- UND REGELUNGSTECHNIK
MESSGERÄTEWERK
ERICH WEINERT MAGDEBURG

VEB WERK FÜR SIGNAL- UND SICHERUNGSTECHNIK BERLIN

DDR-1193 Berlin, Elsenstraße 87—96, Telefon 278851

Ausgezeichneter Service ist bei uns üblich

Das dürfen die repräsentativen Interhotels mit ihrer ständig wachsenden Gästezahl und der zunehmenden Raumkapazität zu Recht sagen. Die neuen Methoden zur schnelleren und besseren Betreuung der Gäste bringen gleichzeitig ökonomische Vorteile mit sich. Eine für die Interhotels einheitliche zeitsparende Empfangs- und Etagenorganisation bietet einen sehr guten Service. Hierzu gehört eine elektrische Dispositionsanlage — Bauart WSSB —.

Unsere Abteilung Kundendienst ist gern bereit, nähere Informationen über diese moderne Form der Planung der Zimmerbelegung zu erteilen.

messen · steuern · regeln
Scientific-Technical Journal on Automatic Control
VEB Verlag Technik, Berlin
Vol. 13, December 1970, No. 12, pp. 441–480
(The following summaries may be reprinted)

Swetscharnik, D. W., and *O. S. Arutjunow:* IA 4.0.5.2

Optimal Process Control by Evaluating Stochastic Data on the Base of the Nominal Optimum Method

msr **13** (1970) No. 12, pp. 448–451

The authors report on a method developed by them and allowing to gain the maximum, economic effectivity of the production. The process control and the adjustament of the reference values are changed accordingly to the recorded stochastic variations of certain product parameters. Two practical examples explain the application of the developed method and the economical advantage gained without additional investment.

Krauß, M.: IA 1.1.6.1

To the Signal Sampling Problem Under the Aspect of Information Theory

msr **13** (1970) No. 12, pp. 452–454

The author shows that, under the aspect of information theory, a general solution may be given for the signal sampling problem arising in the transmission of analog continuous signals by disturbed linear systems. As a special case the classical sampling theorem results.

Opitz, H., and *M. Weck:* IA 5.6.2.1

Applying the System Theory of Stochastic Processes to Dynamic Studies of Machine Tools

msr **13** (1970) No. 12, pp. 455–458

By applying the stochastic system analysis one may overcome the restrictions caused by measuring because the machine is allowed to execute during the measurement all the movements required for the workpiece machining. From the two possible procedures (correlation method and spectral density method) the spectral density measurement is selected because from the results one may directly calculate the system frequency response required for determining the chatter limit of cutting machine tools.

Göldner, K.: IA 2.3.2.3

On the Error Estimation in the Describing Function Method

msr **13** (1970), No. 12, pp. 458–460

One considers a possibility for improving a rather rough estimation method given in the literature. It is presumed that the nonlinearity is concentrated in a static element and has a differentiable antisymmetrical characteristic.

Schönfeld, R.: IA 2.3.2.3; 4.0.1.2

The Rectifier as Final Control Element of Controlled Electrical Drives

msr **13** (1970) No. 12, pp. 460–463

The arising requirements concerning the dynamic behavior of controlled electrical drives lead to a profound analysis of the final control element. Its approximation as linear element and as sampling element are studied.

Peipmann, R.: IA 2.5.2; 2.5.5

Numerical Classification Methods Using Object Measuring Data (part II)

msr **13** (1970) No. 12, pp. 463–467

The numerical classification methods for object recognition are surveyed. Their integration is carried out, on the one hand, on the base of the derived distinguishing functions (probability distributions, formal statements, distance functions) and, on the other hand, accordingly to the available information for the classificator design (classified or unclassified training set, applied in parallel or series manner). The basic mathematical descriptions are presented, derived methods being pointed out.

Franke, G.: IA 5.4.3.0

Static Signal-to-Noise Ratio of Logic and Store Elements in Switching Systems

msr **13** (1970) No. 12, pp. 473–476, 480

Starting from a general definition of the static signal-to-noise ratio for the influences upon the inputs of active directly coupled logic and store elements the author defines the signal-to-noise ratio for different interfering cases of the switching system, the signal-to-noise ratio being analytically and graphically determined from the transfer characteristics. The suppositions for the way of treatment are paticularly pointed out.

messen · steuern · regeln

Научно-технический журнал по технике автоматизации
Народное предприятие издательство Техник, г. Берлин
13-ой год издания, декабрь 1970 г., № 12, стр. 441—480
(Перепечатка следующих реэюме разрешается)

Svecarnik, D. V., и *O. S. Arjutjunov:* ИА 4.0.5.2

Оптимальное управление процессом при помощи анализа статистических данных по методу номинал-оптимум

msr **13** (1970) № 12, стр. 448—451

Авторы докладывают о разработанном ими методе, при помощи которого по записанным статистическим колебаниям определенных параметров продукта, ведение производственного процесса или уставки заданных величин основных параметров могут быть изменены так, что достигается максимальная экономическая эффективность производства. На двух практических примерах поясняется применение разработанного метода и экономический эффект, достигнутый без затраты дополнительных капиталовложений.

Krauß, M.: ИА 1.1.6.1

По проблеме развертки сигнала под аспектом теории информации

msr **13** (1970) № 12, стр. 452—454

В статье показывается, что под аспектом теории информации для проблемы развертки сигнала, возникающей при передаче непрерывных аналоговых сигналов через линейные системы с наличием помех, может быть указано общее решение. В качестве специального случая мы здесь получаем классическую теорему Семплинга.

Opitz, H., и *M. Weck:* ИА 5.6.2.1

Применение теории систем для нерегулируемых процессов при динамических исследованиях станков

msr **13** (1970) № 12, стр. 455—458

Применение анализа систем со стохастическими сигналами помогает преодолять ограничения измерительной техники посредством того, что станок при измерениях может выполнять все операции, необходимые для обработки изделия. Из двух возможных способов (корреляционный и способ спектральной плотности) принимается способ измерения спектральной плотности, потому что из результатов возможен непосредственный расчет частотной характеристики системы, требующийся для определения предела вибрирования на станках для обработки со снятием стружки.

Göldner, K.: ИА 2.3.2.3

По оценке погрешности при методе описательной функции

msr **13** (1970) № 12, стр. 458—460

Приводиться возможность для улучшения сравнительно грибого способа оценки, приведенного в литературе. Условием при сем является то, что нелинейность в статическом члене должна быть сосредоточенной и иметь дифференцируемую кососимметричную характеристику.

Schönfeld, R.: ИА 2.3.2.3; 4.0.1.2

Ионный регулирующий орган как элемент регулируемых электрических приводов

msr **13** (1970) № 12, стр. 460—463

Повышающиеся требования, предъявляемые быстродействию регулируемых электрических приводов, потребовали проведение углубленного анализа регулирующего органа. Исследуется аппроксимация его как линейного звена и как элемента развертки.

Peipmann, R.: ИА 2.5.2; 2.5.5

Числовые способы классификации объектов, определенных при помощи результатов измерения

msr **13** (1970) № 12, стр. 463—467

Числовые способы классификации объектов для распознования их составляются в виде обзора. Классификация их производится во первых на основе выведенных отличительных функций (распределения вероятностей, формальных подходов, функций расстояния), а во вторых по имеющейся информации для проекта классификатора (классифицированное или неклассифицированное подготовительное количество, используемое параллельно или последовательно). Приводятся математические описания, принятые за основу, и делаются ссылки на выведенные способы.

Franke, G.: ИА 4.5.3.0

Статическое отношение сигнал- шум логичеких и запоминающих элементов в коммутационных системах

msr **13** (1970) № 12, стр. 473—476, 480

На основе общего определения статического отношения сигнал-шум при воздействиях на входы активных логических и запоминающих элементов со связью по постоянному току определяются отношения сигнал-шумы для разных случаев воздействий на коммутационную систему. Отношения сигнал-шумы определяются аналитически и графически из трансферных характеристик. Особое внимание при сем уделяется составлению условий для вида рассмотрения.

messen · steuern · regeln
Revue technique-scientifique pour la technique d'automation
VEB Verlag Technik, Berlin
année 13. dezembre 1970, No. 12, pp. 441—480
(Il est permit de reproduire résumés suivants)

Swetscharnik, D. W., et *O. S. Arutjunow:* IA 4.0.5.2

Conduite optimale de processus par évaluation de données aléatoires sur la base de la méthode nominale optimum

msr 13 (1970) No. 12, pp. 448—451

Les auteurs rapportent sur une méthode développée par eux et permettant de gagner l'effectivité économique maximale de la production. La conduite de processus et l'ajustement des valeurs de référence sont changés selon les variations aléatoires enregistrées de certains paramètres d'un produit. Deux exemples pratiques expliquent la méthode developpée et l'avantage économique gagné sans placement additionnel.

Krauß, M.: IA 1.1.6.1

Sur le problème de l'échantillonnage de signal sous l'aspect de la théorie de l'information

msr 13 (1970) No. 12, pp. 452—454

L'auteur montre que, sous l'aspect de la théorie de l'information, une solution générale peut être donnée pour le problème de l'échantillonnage de signal qui apparaît dans la transmission de signaux continus analogiques par de systèmes linéaires perturbés. Comme un cas special, le théorème classique d'échantillonnage en résulte.

Opitz, H., et *M. Weck:* IA 5.6.2.1

Emploi de la théorie de sytsème de processus aléatoires pour de études dynamiques de machines-outils

msr 13 (1970) No. 12, pp. 455—458

En employant l'analyse aléatoire de système on peut surmonter les restrictions causées par la mesure parce que la machine peut exécuter, pendant la mesure, tous les movements exigés pour l'usinage de la pièce d'ouvrage. Des deux procédés possibles (méthode de corrélation et méthode à densité spectrale) la mesure de la densité spectrale est choisie parce qu'e à partir des résultats on peut directement calculer la réponse fréquentielle de systéme exigée pour la détermination de la limite de broutage de machines-outils à enlèvement de copeaux.

Göldner, K.: IA 2.3.2.3

Sur l'estimation d'erreurs dans la méthode de l'approximation du premier harmonique

msr 13 (1970) No. 12, pp. 458—460

On considère une possibilité pour l'amélioration d'une méthode d'evaluation assez rude donnée dans la littérature. Il est supposé que la nonlinéarité est concentrée dans un élément statique et possède une caractéristique antisymétrique différentiable.

Schönfeld, R.: IA 2.3.2.3; 4.0.1.2

Le redresseur comme organe moteur d'entraînements éléctriques asservis

msr 13 (1970) No. 12, pp. 460—463

Les exigences élevées quant au comportement dynamique d'entraînements électriques asservis demandent une analyse profonde de l'organe moteur dont l'approximation par un élément linéaire et par un élément d'échantillonnage est étudiée.

Peipmann, R.: IA 2.5.2; 2.5.5

Méthodes numériques de classification utilisant des données de mesure d'objets (part II)

msr 13 (1970) No. 12, pp. 463—467

Les méthodes numériques de classification pour la reconnaissance d'objets sont résumées. Leur classement est éxécuté, d'une part, sur la base des fonctions de distinction dérivées (distributions de probabilité, mise formelle en formule, fonctions de distance) et, d'autre part, selon l'information disponible pour le projet du classificateur (ensemble de training classifié ou nonclassifié, appliqué d'une manière parallèle ou sérielle). Les descriptions mathématiques fondamentales sond présentées, des méthodes dérivées étant mentionnées.

Franke, G.: IA 4.5.3.0

Rapport signal-bruit d'éléments logiques et d'éléments de mémoire dans des systèmes de commutation

msr 13 (1970) No. 12, pp. 473—476, 480

A partir d'une définition générale du rapport signal-bruit statique pour l'influence sur les entrées d'éléments logiques et de mémoire directement couplés, l'auteur défine les rapports signal-bruit pour différents cas de perturbation du sytsème de commutation, les rapports signal-bruit étant déterminés analytiquement et graphiquement à l'aide des caractéristiques de transfert. Les suppositions pour la manière de traitement sont particulièrement résumées et soulignées.

messen · steuern · regeln

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die Automatisierungstechnik
VEB Verlag Technik, Berlin,
13. Jahrgang, Dezember 1970, Heft 12, Seiten 441–480
(der Nachdruck der folgenden Angaben ist gestattet)

Swetscharnik, D. W., und *O. S. Arutjunow:* IA 4.0.5.2

Optimale Prozeßsteuerung durch Auswertung statistischer Daten nach der Nominal-Optimum-Methode

msr 13 (1970) H. 12, S. 448–451

Die Verfasser berichten über eine von ihnen entwickelte Methode, aus den aufgezeichneten statistischen Schwankungen bestimmter Parameter eines Produktes die Führung des Produktionsprozesses bzw. die Einstellung der vorgegebenen Sollwerte der entscheidenden Parameter so zu verändern, daß eine maximale ökonomische Effektivität der Produktion erreicht wird. Zwei Beispiele erläutern die Anwendung der entwickelten Methode und den ohne zusätzliche Investitionskosten erzielten ökonomischen Vorteil.

Krauß, M.: IA 1.1.6.1

Zum Problem der Signalabtastung unter dem Aspekt der Informationstheorie

msr 13 (1970) H. 12, S. 452–454

In dem Beitrag wird gezeigt, daß unter dem Aspekt der Informationstheorie für das bei der Übertragung analoger kontinuierlicher Signale über gestörte lineare Systeme auftretende Problem der Signalabtastung eine allgemeine Lösung angegeben werden kann. Als Sonderfall ergibt sich dabei das klassische Samplingtheorem.

Opitz, H., und *M. Weck:* IA 5.6.2.1

Anwendung der Systemtheorie für regellose Vorgänge bei dynamischen Untersuchungen von Werkzeugmaschinen

msr 13 (1970) H. 12, S. 455–458

Die Anwendung der Systemanalyse mit stochastischen Signalen überwindet die meßtechnischen Einschränkungen, indem die Maschine während der Messung sämtliche zur Bearbeitung eines Werkstückes erforderlichen Bewegungen ausführen kann. Von den zwei möglichen Verfahren (Korrelationsverfahren und Spektraldichteverfahren) wird die Spektraldichtemessung gewählt, weil aus den Ergebnissen direkt der für die Rattergrenzbestimmung an spanende Werkzeugmaschinen erforderliche Systemfrequenzgang berechnet werden kann.

Göldner, K.: IA 2.3.2.3

Zur Fehlerabschätzung bei der Methode der Beschreibungsfunktion

msr 13 (1970) H. 12, S. 458–460

Es wird eine Möglichkeit zur Verbesserung eines in der Literatur angegebenen, relativ groben Abschätzungsverfahrens betrachtet. Voraussetzung ist dabei, daß die Nichtlinearität in einem statischen Glied konzentriert ist und eine differenzierbare schiefsymmetrische Kennlinie hat.

Schönfeld, R.: IA 2.3.2.3; 4.0.1.2

Das Stromrichterstellglied als Element geregelter elektrischer Antriebe

msr 13 (1970) H. 12, S. 460–463

Die steigenden Anforderungen an die Schnelligkeit geregelter elektrischer Antriebe erforderte eine vertiefte Analyse des Stellgliedes. Die Approximation als lineares Glied und als Abtastglied wird untersucht.

Peipmann, R.: IA 2.5.2; 2.5.5

Numerische Klassifikationsverfahren durch Meßdaten erfaßter Objekte (Teil II)

msr 13 (1970) H. 12, S. 463–467

Die numerischen Klassifikationsverfahren der Objekterkennung werden zu einer Übersicht zusammengestellt. Ihre Einordnung erfolgt einmal nach der Grundlage der abgeleiteten Unterscheidungsfunktionen (Wahrscheinlichkeitsverteilungen, formale Ansätze, Abstandsfunktionen) und zum anderen nach der verfügbaren Information zum Entwurf des Klassifikators (klassifizierte oder nichtklassifizierte Trainingsmenge, parallel oder seriell verwendet). Die zugrunde liegenden mathematischen Beschreibungen werden dargestellt, auf abgeleitete Verfahren wird hingewiesen.

Franke, G.: IA 4.5.3.0

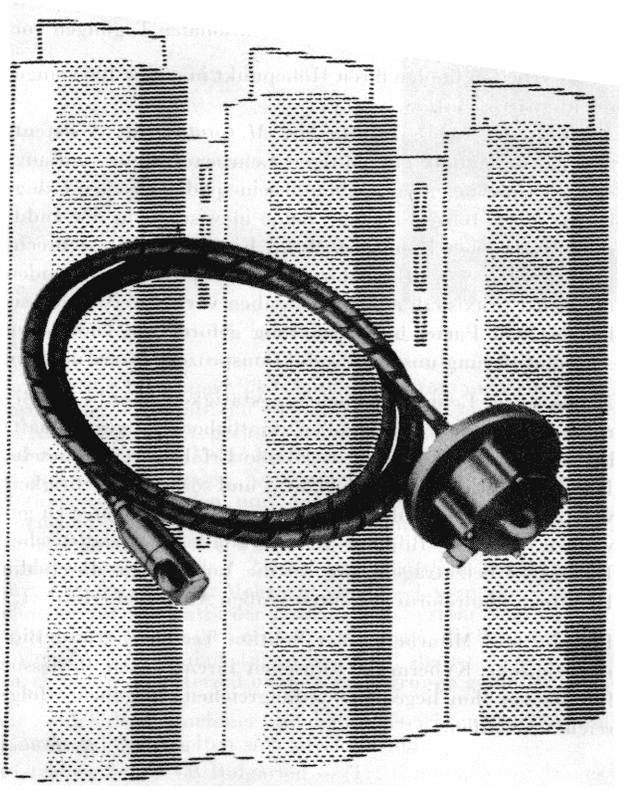
Statischer Störabstand von Logik- und Speicherelementen in Schaltsystemen

msr 13 (1970) H. 12, S. 473–476, 480

Aufbauend auf einer allgemeinen Definition des statischen Störabstandes bei Beeinflussung der Eingänge aktiver, gleichstromgekoppelter Logik- und Speicherelemente werden für verschiedene Beeinflussungsfälle des Schaltsystems Störabstände festgelegt. Die Ströabstände werden analytisch und grafisch aus den Transferkennlinien ermittelt. Besonderer Wert wird dabei auf eine Zusammenstellung der Voraussetzungen für die Betrachtungsweise gelegt.

Thermometer

mit hoher Empfindlichkeit für Getreidelager



Vielseitige Verwendungsmöglichkeiten in Getreidesilos und anderen Speichern für Schüttkorn.

Einige charakteristische Merkmale:

- **1 bis 5 Platinmeßwiderstände Pt 100**
- **Meßbereich: −20···±80 °C**
- **Anschluß an Indikatoren, Aufzeichnungsgeräte und Regler**
- **mühelose Wartung**
- **hohe Zuverlässigkeit**

KOVO AUSSENHANDELS-UNTERNEHMEN INDUSTRIEGERÄTETECHNIK

Třída Dukelských hrdinů 47
PRAHA, ČSSR
Fernruf: 3801 Telex: 283

messen steuern regeln

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die Automatisierungstechnik

Inhaltsverzeichnis Dezember 1970

(auf nebenstehend angeordnetem Schmalblatt befinden sich Inhaltsangaben der mit einem ● versehenen Aufsätze)

Persönliches 442

Symposium „Systems Engineering Approach to Computer Control“ 443

Literaturzusammenstellung bisher unveröffentlichter Übersetzungen Nr. (53) msr/Ü 444

Buchbesprechungen 445

Neue Bücher aus der UdSSR 446

Standpunkt 447
Von *R. Hüttenrauch*, Magdeburg

Aufsätze

Optimale Prozeßsteuerung durch Auswertung statistischer Daten nach der „Nominal-Optimum“-Methode 448
Von *D. W. Swetscharnik* und *O. S. Arutjunow*, Moskau/UdSSR

Zum Problem der Signalabtastung unter dem Aspekt der Informationstheorie ● 452
Von M. Krauß, Karl-Marx-Stadt

Anwendung der Systemtheorie für regellose Vorgänge bei dynamischen Untersuchungen von Werkzeugmaschinen 455
Von *H. Opitz* und *M. Weck*, Aachen

Zur Fehlerabschätzung bei der Methode der Beschreibungsfunktion ● 458
Von *K. Göldner*, Karl-Marx-Stadt

Das Stromrichterstellglied als Element geregelter elektrischer Antriebe ● 460
Von *R. Schönfeld*, Dresden

Numerische Klassifikationsverfahren (Teil II) 463
Von *R. Peipmann*, Dresden

Entwurf von elektrischen Filtern mit Hilfe der Übertragungsfunktionen zweiter Ordnung (Teil II) 468
Von *W. Schneider*, Karl-Marx-Stadt

Statischer Störabstand von Logik- und Speicherelementen in Schaltsystemen ● 473
Von *G. Franke*, Dresden

Die Zeitschrift dient der Vermittlung von Forschungsergebnissen aus den Gebieten der theoretischen Grundlagen der Meßtechnik, Prozeßüberwachung und automatischen Steuerungstechnik sowie von Ergebnissen aus Forschung und Entwicklung des Geräte- und Anlagenbaues. Ferner ist der Austausch von Erfahrungen aus der Automatisierungspraxis unter technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten Bestandteil der Zeitschrift. Der Veröffentlichungen von wissenschaftlichen Originalarbeiten sowie den Veröffentlichungen des wissenschaftlichen Erfahrungsaustausches wird vorrangig Platz eingeräumt. Bei der Behandlung der Fragen, die eine Steigerung der Produktqualität und Arbeitsproduktivität beinhalten, werden besonders die ökonomischen Gesichtspunkte bei der Konstruktion von Geräten und Anlagen Berücksichtigung finden. Einen breiten Teil widmet die Zeitschrift Informationen und Auswertungen von Fachmessen, Symposien, Konferenzen und dgl. sowie einer angemessenen Auswertung der in- und ausländischen Fachliteratur. (Annahmebedingungen s. letzte Seite.)

Persönliches

M. Günther

berufen

Mit Wirkung vom 1. September 1970 wurde Dr.-Ing. *M. Günther* vom Minister für das Hoch- und Fachschulwesen zum Professor für das Gebiet der Technischen Kybernetik berufen und vom Rektor der Technischen Hochschule Ilmenau zum Inhaber des Lehrstuhles für Automatische Steuerung II ernannt.

M. Günther diplomierte 1959 mit Auszeichnung in der Fachrichtung Regelungstechnik der Technischen Hochschule Ilmenau und war dann als Assistent und Oberassistent am Institut für Regelungstechnik dieser Hochschule tätig. Als einer der ersten Assistenten dieses Instituts war er maßgebend an dessen Aufbau und Entwicklung zu einer leistungsfähigen Ausbildungs- und Forschungsstätte beteiligt.

Nach der 1965 erfolgten Promotion zum Dr.-Ing. ging *M. Günther* 1967 an das Institut für Datenverarbeitung Dresden, das inzwischen in das neu gebildete Großforschungszentrum Robotron integriert wurde.

Dort wurde er mit Problemen des Einsatzes von Prozeßrechnern zur Steuerung von Produktionsprozessen betraut. Seit Mitte 1969 leitete er eine Abteilung für den Prozeßrechnereinsatz in der chemischen Industrie.

In seiner wissenschaftlichen Tätigkeit beschäftigte sich *M. Günther* an der Technischen Hochschule Ilmenau mit der Synthese von diskontinuierlichen Systemen (Abtastsystemen) wie sie u. a. beim Einsatz digitaler Rechner zur Regelung auftreten. Zu dieser Thematik veröffentlichte er mehrere Originalarbeiten und trug auf internationalen Tagungen vor.

Diese Arbeiten fanden ihren Höhepunkt in seiner 1965 eingereichten Dissertation.

Auch in der Lehre konnte Dr. *M. Günther* als Assistent, Oberassistent und langjähriger Lehrbeauftragter umfangreiche Erfahrungen sammeln und seine pädagogischen Fähigkeiten unter Beweis stellen. Seine inzwischen in der Industrie erworbenen Kenntnisse beim Einsatz von Prozeßrechnern werden wesentlich dazu beitragen, die Studierenden möglichst praxisnah auf die Aufgaben vorzubereiten, die sie bei der von Partei und Regierung geforderten komplexen Automatisierung unserer Produktionsprozesse lösen müssen.

Neben seiner Lehr- und Forschungstätigkeit konnte der Berufene in verantwortungsvollen staatlichen und gesellschaftlichen Leitungsfunktionen wertvolle Erfahrungen sammeln. Durch seine Umsicht, Kollegialität und soziale Gerechtigkeit verstand er es stets, das Vertrauen seiner Mitarbeiter zu gewinnen und zur Bildung fest verbundener sozialistischer Kollektive beizutragen, wie sie die Lösung der durch die III. Hochschulreform gestellten großen Aufgaben erfordert.

Leitung und Mitarbeiter der Sektion Technische und Biomedizinische Kybernetik wünschen ihrem neuen Professor für die vor ihm liegenden umfangreichen Aufgaben erfolgreiches Schaffen.

msr 3675 *K. Reinisch*

H. Kindler — Mitglied der LEOPOLDINA

Die Deutsche Akademie der Naturforscher LEOPOLDINA ernannte am 21. Mai 1970 Herrn Prof. Dr. phil. nat. Dr.-Ing. e. h. *Heinrich Kindler*, Dresden, zu ihrem Mitglied.

Gegründet wurde die Akademie im Jahre 1652, also kurz nach dem Dreißigjährigen Krieg in der damals freien Reichsstadt Schweinfurth am Main. Bereits im Jahre 1672 wurde sie durch Kaiser *Leopold I* zur Reichsakademie erhoben, 1677 als Sacri Romani Imperii Academia Naturae Curiosorum bestätigt und 1742 von Kaiser *Karl VII* erneut privilegiert.

Die Idee und der Name „Akademie" als einer nach der Überwindung des Individualismus strebenden Vereinigung von Gelehrten entstammt bekanntlich dem alten Griechenland. In der Renaissance wurde der Gedanke der Akademie in gewandelter Form wieder aufgenommen und weiterentwickelt. *Laplace* schreibt dazu 1771 in seinen „Précis de l'histoire de l'astronomie": „Der wesentliche Vorteil der Akademie ist der philosophische Geist, der sich in ihr entwickelt und von hier aus über eine ganze Nation und alle Gegenstände ausbreitet. Der vereinzelte Gelehrte kann sich ohne Furcht dem Dogmatisieren hingeben; er hört nur von weitem Widersprüche. Aber in einer gelehrten Gesellschaft führt der Anprall dogmatischer Ansichten sehr bald zu ihrer Zerstörung und der Wunsch sich gegenseitig zu überzeugen führt notwendigerweise die Übereinkunft unter den Mitgliedern herbei, nichts anderes als die Ergebnisse der Beobachtungen und Rechnung anzunehmen."

Zunächst fiel der Sitz der Akademie mit dem Wohnsitz des jeweiligen Präsidenten zusammen. Seit 1878 ist Halle (Saale) der Sitz der Akademie und Prof. Dr. Dr. e. h. mult. *K. Mothes* ihr derzeitiger (XXV.) Präsident. Organisatorisch ist die Akademie in eine naturwissenschaftliche und eine medizinische Abteilung gegliedert. Die erstgenannte umfaßt 15 Sektionen, darunter Mathematik (1), Physik (3), Chemie (5), Physikalische Chemie (6), Allgemeine Biologie (11), Landbauwissenschaften (15).

In den mehr als dreihundert Jahren ihres Bestehens führte die Akademie in ihrer rund 5000 Namen umfassenden Matrikel viele ausgezeichnete Namen wie *Abbe, Berzelius, Bohr, C. G. Carus, Curie-Sklodowska, Darwin, Einstein, Faraday, Goethe, Haeckel, Sven Hedin, Hufeland, A. v. Humboldt, Liebig, Linnenansen, Pavlow, Planck, Rutherford, Virchow.* Dabei kann auf die vielen Namen noch lebender namhafter Wissenschaftler nur hingewiesen werden.

Mit der Wahl von *H. Kindler* zum Mitglied macht die Deutsche Akademie der Naturforscher deutlich, daß sie den mit den Begriffen Information, Regelung und Steuerung verbundenen Erweiterungen des naturwissenschaftlichen Weltbildes ihre Aufmerksamkeit schenkt, ihrem Ziele entsprechend: „Die Natur zu erforschen zum Segen der Menschheit".

msr 3655 *W.*

Symposium über rechnergesteuerte Systeme

Vom 11. bis 14. August 1970 fand in Kyoto/Japan ein Symposium der International Federation of Automatic Control (IFAC) über die Steuerung von Systemen mittels Prozeßrechner statt. Der Veranstalter stellte sich den Teilnehmern in dem internationalen Konferenzgebäude vor, in dem die Sitzungen stattfanden und das allen erdenklichen technischen und organisatorischen Ansprüchen einer internationalen Konferenz gerecht wurde (Bild). Es zeigte sich insbesondere in der großen Zahl wissenschaftlich beachtlicher Vorträge, die — in der Mehrzahl junge — japanische Wissenschaftler zur Thematik der Konferenz, „System Engineering Approach to Computer Control", beitrugen. Sie demonstrierten eindrucksvoll, daß Japan auch auf diesem Gebiet den Anschluß an die internationale Spitzengruppe gefunden hat.

Die Zahlen der Teilnehmer und der eingereichten Vorträge (in Klammern) schlüsselten sich wie folgt auf:

Australien 2 (2); VR Bulgarien — (1); Kanada 5 (6); Dänemark 1 (—); DDR 1 (—); DBR 8 (3); Frankreich 1 (2); Großbritannien 2 (3); Italien 7 (6); Israel — (2); Japan 304 (38); Jugoslawien — (2); Niederlande 1 (—); VR Polen — (1); Schweden 1 (—); Schweiz 1 (1); Südkorea 1 (1); UdSSR 7 (7); USA 35 (29).

Das Symposium erreichte in der Breite der Thematik fast die großen IFAC-Kongresse. Es fehlte im wesentlichen nur die Gerätetechnik. Im wissenschaftlichen Niveau stand es auf der Höhe der gegenwärtigen Entwicklung. Bezüglich der Industrienähe ist dieses Symposium ein großer Schritt vorwärts in der Anwendung der modernen Theorie der optimalen Steuerungen auf die automatische Steuerung konkreter Produktionsprozesse.

Als Entwicklungstendenz zeichnete sich — wie schon in den letzten Jahren — ab, daß das Konzept der automatischen Steuerung auf immer größere und komplexere Systeme angewandt wird. Dabei wird zunehmend der Bereich der technischen Systeme überschritten und werden immer größere industrielle und volkswirtschaftliche Teilsysteme (z. B. Energieverbundsysteme) betrachtet. Das bedeutet, daß die Theorie auf Systeme mit vielen Variablen, mit Nichtlinearitäten, mit verteilten Parametern, mit hierarchischer Struktur und mit anfänglicher Unbestimmtheit erweitert werden muß. Das bedeutet auch, daß die Grenzen zwischen der primär für technische Systeme entwickelten Theorie der automatischen Steuerung und der primär für ökonomische Systeme und Planungs- und Leitungsprozesse entwickelten Operationsforschung fließend werden[1]).

[1]) Es kommt somit zu einer Systemforschung, die von der Kybernetik, insbesondere der automatischen Steuerung, der Operationsforschung und bestimmten mathematischen Teildisziplinen gespeist wird.

Zwei Faktoren bestimmen dabei — wie auch Prof. Dr. Sawaragi, der Vorsitzende des Komitees für dieses Symposium, in seiner Eröffnungsansprache andeutete — ganz wesentlich die Schnelligkeit des weiteren Fortschrittes: Die Weiterentwicklung der mathematisch-systemtheoretischen Methoden in der angedeuteten Richtung und die Verfügbarkeit genügend leistungsfähiger digitaler (Prozeß-)Rechner. Letztere sind bei der optimalen Steuerung Großer Systeme ein unentbehrliches Arbeitsmittel, um in der Entwurfs- wie in der Arbeitsphase die moderne Theorie zur Anwendung zu bringen. Sie sind auch bei der Weiterentwicklung der Theorie ein wirksames und häufig nicht ersetzbares Mittel, z. B. um im Modellversuch effektive Methoden von unter praktischen Bedingungen unbrauchbaren auszuwählen.

Die Bedeutung und gegenseitige Abhängigkeit dieser Faktoren für den weiteren Fortschritt bei der Automatisierung und Optimierung industrieller und anderer Prozesse wurden durch dieses Symposium deutlich vor Augen geführt. Fast ein Drittel der Vorträge war ausgesprochenen Anwendungsfällen gewidmet, und viele andere, theoretische Vorträge hatten einen konkreten praktischen Hintergrund. Das ist ein deutlicher Fortschritt gegenüber dem zu den bisherigen IFAC-Kongressen häufig beklagten Zustand. Er ist insbesondere den ökonomisch denkenden Japanern zu danken, die fast die Hälfte dieser Anwendungsfälle beisteuerten.

Einen Überblick, welchen Anteil die verschiedenen Gebiete einnahmen, möge die nachstehend angeführte Zahl von Sitzungen und Beiträgen (in Klammern) geben:

Anwendungen 11 (31); Identifikation 6 (14); Optimale Steuerung 5 (14); Rechnermethoden (rechnergestützter Entwurf) 3 (8); Modellbildung und Stimulation 3 (8); Steuerung von stochastischen Systemen 3 (7); Schätzung von Zustand und Parametern 1 (5); Lernende und selbstanpassende Systeme 2 (4); Empfindlichkeit 1 (4); Spiele, Systemtheorie, modale Steuerung und Zuverlässigkeit je 3 Vorträge.

Eine Reihe von Zuordnungen war nicht eindeutig, weshalb im folgenden einige wichtig erscheinende Komplexe näher analysiert werden sollen:

Von den Beiträgen zum Entwurf automatischer Systeme befaßten sich vier mit der Verwendung eines Digitalrechners in der Vorstufe des eigentlichen maschinellen Entwurfes, nämlich mit Fragen der digitalen Simulation und der Berechnung verschiedener Kennfunktionen, und fünf mit dem eigentlichen maschinellen Entwurf, nämlich mit der Parameteroptimierung mittels Suchverfahren. Mit Problemen der statischen Optimierung, die bisher im Rahmen der IFAC weniger beachtet wurde, befaßten sich etwa 10% der Bei-

Literaturzusammenstellung bisher unveröffentlichter Übersetzungen Nr. (53) msr/Ü

Standortnachweis erteilt:
Deutsche Akademie der Wissenschaften
Wissenschaftliche Redaktion der Zentralblätter
Übersetzungsnachweis, 104 Berlin, Postfach 350
für Besucher: 104 Berlin, Schiffbauerdamm 19, Tel.: 42 55 71

[1] *Silber, H. A.:* Ein hypothetisches Interview zwischen dem Direktor eines EDV-Programme herstellenden Betriebes und einem auf dem Gebiet des EDV-Programmschutzes spezialisierten Patentanwalts. Computers and automation (1970) 2, S. 16–19

[2] *Muir, A.:* Betriebs-Kontrollsysteme. Computers and automation (1970) 2, S. 25–28

[3] *Dieudonné:* Elektronische Datenverarbeitung bei der Lagerbestandsüberwachung. Informations techniques de la direction des installations fixes (1969) 5, S. 3–19

[4] *Burdych, B.:* Die Verwendung von Hybridrechnern für technisch-wissenschaftliche Berechnungen. Automatizace (1969) 12, S. 330 bis 335

[5] *Spynu, G. A.,* und *Ju. G. Zarenin:* Digitale Systeme zur Automatisierung von Projektierungsarbeiten und Fertigung von Erzeugnissen. Techničeskaja kibernetika (1969) 3, S. 43–52

[6] *Roubal, F.:* Graphische Darstellung mit Hilfe des Rechenautomaten. Mechanizace a automatizace administrativy (1968) 6, S. 184 und 185

[7] *Eastman, C. M.:* Darstellungen für Raumplanung. Communications of the ACM (1970) 4, S. 242–250

[8] *Partyk, P.:* Standardprogrammierungssystem für die Bearbeitung statistischer Aufgaben. Mechanizace a automatizace administrativy (1968) 6, S. 187–191

[9] *Malisevskij, A. V.:* Über den Begriff des „Zustandes" eines dynamischen Systems. Avtomatika i telemechanika (1970) 3, S. 102–106

[10] Die Leninschen Ideen auf dem Gebiet der Steuerung und deren Entwicklung. Avtomatika i telemechanika (1970) 4, S. 5–13

[11] *Savas, E. S.:* Rechnerregelung von industriellen Prozessen. McGraw Hill Book Company 1965

[12] *Russell, L. G.:* Rechner für Entwicklungen in der Klimatechnik. ASHRAE-Journal (1966) Okt., S. 74–79

[13] *Bublitz, A. T.* u. a.: Rechnersteuerung eines diskontinuierlichen Glasherstellungsprozesses. Vortrag des III. IFAC-Kongresses in London, 1966, Sitzung 22: Papier- und Glasindustrie

[14] *Nagro, R. G.:* Die Anwendung eines Prozeßrechners in der Glasindustrie. JUREMA-Seminar, Zagreb, April 1969

[15] *Cottet, Y.,* und *M. Cochelin:* Automatisierung in Zementwerken. Automatisme (1969) 9, S. 426–435

[16] *Uteuš, Z. V.,* u. a.: Neue Mühlenregelverfahren. Cement (1970) 5, S. 5 und 6

[17] *Vabiščevič, G. M.,* und *Ja. E. Gel'fand:* Mahlprozeßführung mit Hilfe der Rechentechnik. Cement (1970) 5, S. 2 und 3

[18] *Lodics, E. S.:* Ein Rechenautomat betreibt ein Warmbandwalzwerk. Control engineering (1969) April, S. 89–93

[19] *Ryan, F. M.:* Einzweckanalogrechner für die Prozeßregelung. Control engineering (1963) 5, S. 103–110

[20] *Anderson, W. R.:* Prozeßsteuerung mit Rechnern. Automation (1969) 1, S. 70–73

[21] *Meallier, A.,* und *R. Pouliquen:* Ausstattung von Rechnersystemen mit einfach zu handhabenden Nachrichtenmitteln. Automatisme (1968) 9, S. 437–442

[22] *Bejko, I. V.:* Numerische Methoden zum Auffinden von optimalen Steuerungen. Auszug aus: Optimal'nye sistemy, Statističeskie metody. Moskva: Izdatel'stvo „Nauka" 1967

[23] *Litovcenko, I. A.:* Optimale Systeme mit stufenweisen Begrenzungen für die Steuerung. Auszug aus: Optimal'nye sistemy, Statističeskie metody. Moskva: Izdatel'stvo „Nauka" 1967

[24] *Cmiral, J.:* Das Aufsuchen der Extreme von Funktionen nach der Methode der stochastischen Approximationen am Analogrechner. Automatizace (1966) 1, S. 8–10

[25] *Cmiral, J.:* Das Modellieren einiger stochastischer Approximationsmethoden. Automatizace (1967) 9, S. 234–236

[26] *Ivachnenko, O. G.:* Methode der Gruppenerfassung von Argumenten als Konkurrent der stochastischen Approximation. Avtomatika (1968) 3, S. 57–73

[27] *Ivachnenko, O. G.,* und *V. D. Dimitrov:* Wahrscheinlichkeitsalgorithmen der Methode der Gruppenerfassung von Argumenten bei der Aufgabe der Vorhersage zufälliger Ereignisse. Avtomatika (1969) 3, S. 31–49

(weiter S. VI)

(Schluß von Seite 443)

träge, wovon 2/3 von japanischen Wissenschaftlern stammten. Als Schwerpunkte sind dabei die statische Optimierung Großer Systeme sowie die Suche des globalen Extremums bei Funktionen mit mehreren lokalen Extrema erkenntlich. Die Optimierung erfolgte in allen Fällen unmittelbar am Prozeß. Als Suchverfahren wurden Methoden der stochastischen Approximation und der zufälligen Suche verwendet.

Einen großen Anteil, nämlich 1/3 der Vorträge, nahmen die Probleme der dynamischen Optimierung ein, wozu hier nicht nur die Ermittlung der optimalen Steuerung, sondern auch die vorausgehende Parameteridentifikation und Zustandsbestimmung gezählt werden. In diesen Arbeiten wurde, aufbauend auf der bisherigen Theorie, der Anwendungsbereich der Optimalsteuerungsmethoden — insbesondere für nichtlineare Systeme (fast die Hälfte der Beiträge), für mehrvariable Systeme (überwiegende Zahl der Beiträge), für die industriell wichtigen Totzeitsysteme (drei Beiträge) und andere Systeme mit verteilten Parametern — weiter ausgedehnt. Als Optimierungskriterien dienten vorwiegend Integralkriterien (quadratische Formen), daneben wurden in je drei Fällen zeitoptimale Steuerungen und Endwertsteuerungen untersucht. Beachtenswert ist, daß als theoretische Grundlage oftmals das Maximum-Prinzip Verwendung fand.

Durch Anwendung der Empfindlichkeitstheorie auf die Optimalsteuerung wurden für die Praxis effektive Steueralgorithmen entwickelt. Die Arbeiten zur Identifikation waren auf prozeßgekoppelte (one line) Identifikation und Zustandsschätzung linearer ein- und mehrdimensionaler Systeme gerichtet, wobei modifizierte Kalmanfilter und Regressionsmethoden vorherrschten. Außerdem wurden Iterationsmethoden zur Identifizierung nichtlinearer Systeme angewandt, die bisher noch wenig in Angriff genommen wurden.

Betrachtet man die Beiträge unter dem Gesichtspunkt der Behandlung Großer Systeme, so findet man, daß dort Probleme der statischen Optimierung vorherrschten. Häufig war ein konkreter Anwendungsfall und damit auch eine feste Struktur gegeben, z. B. Erdölförderung, chemische Kolonne. Drei Beiträge widmeten sich der Anwendung von Dekompositionsmethoden auf die Identifikation bzw. statische Optimierung. Zwei mit Planungs- und Leitungsprozessen in Großen Systemen sich befassende Beiträge hatten enge Berührung zur Operationsforschung. Bedeutsam ist, daß nun auch hierarchisch gegliederte dynamische Systeme untersucht bzw. hierarchisch strukturierte Algorithmen zur Steuerung dynamischer Systeme angewandt wurden.

Nach erstem Überblick sind völlig neue Wege, wie sie insbesondere zur Behandlung Großer Systeme wünschenswert wären, nicht beschritten worden. Vielleicht liegt das daran, daß die Theorie der automatischen Steuerung in die Thematik dieses Symposiums nicht besonders aufgenommen war. Dafür sind die auf den bisherigen und dazu benachbarten Wegen erzielten Fortschritte und insbesondere die mittels Prozeßrechner erfolgte Überführung der modernen Theorien in die industrielle Nutzung beeindruckend und richtungweisend. Das gleiche gilt auch für die im Rahmen technischer Exkursionen gezeigten Einrichtungen und Systemprogramme zur numerischen Steuerung von Werkzeugmaschinen der Fa. Fujitsu und der Japanischen Gesellschaft zur Förderung des Maschinenbaues sowie für das rechnergesteuerte System der japanischen Rundfunkgesellschaft (NHK) für Planung und Produktion (von gleichzeitig 1800 Programmen) und die Ausstrahlung von drei Rundfunk- und zwei Fernsehprogrammen.

Die rationelle Organisation, der wir begegneten, zählt, zusammen mit der Ausbildung, der eine außerordentliche Bedeutung beigemessen wird, und dem Fleiß, mit dem man die Menschen bei der Arbeit beobachten konnte, mit zu den Schlüsseln für den japanischen Erfolg in Technik und Wirtschaft.

msr 3640 *K. Reinisch*

Buchbesprechungen

Wahrscheinlichkeit und Information (Übersetzung aus dem Russ.). Von *A. M. Jaglom* und *I. M. Jaglom*. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1967. 354 Seiten, 24 Bilder, 16,20 M.

Die Tatsache, daß innerhalb weniger Jahre drei Auflagen dieses Buches in der DDR erschienen, beweist den gelungenen Versuch der Autoren, dem Leser in elementarer Form die Grundzüge der Wahrscheinlichkeitsrechnung orientiert auf die Bedürfnisse der Informationstheorie nahezubringen. Die Wahrscheinlichkeitstheorie diskreter Zufallsgrößen bereitet den Weg für die Entropie als Unbestimmtheitsmaß. Die Rolle der Entropie bei der Entscheidung von Unbestimmtheitssituationen mit einem Minimum gezielter Fragen wird an anschaulichen Beispielen demonstriert, die zwanglos zur aufwandsminimalen Kodierung nach *Shannon-Fano* überleiten. Die Entropie wird als Maß für die Information von Nachrichten genommen, ihre Bedeutung wird an den Ausdrucksmitteln Musik und Lautsprache untersucht.

Auf die Shannonschen Sätze der Übertragung von diskontinuierlichen Nachrichten über diskrete Kanäle wird (ohne Beweis) hingewiesen, die Begriffe Übertragungsgeschwindigkeit und Kanalkapazität werden erläutert. Die Rolle der Kanalstörungen wird dem Leser vor Augen geführt, als Beispiel wird die organismische Informationsübertragung von der DNS auf die Eiweißmoleküle beschrieben. Der an detaillierteren Ausführungen zur Informationstheorie interessierte Leser sei auf die im gleichen Verlag erschienene Heftreihe „Arbeiten zur Informationstheorie" hingewiesen.

Die ausgezeichnete Darstellung der Problematik der Informationstheorie wird in breiten Kreisen dankbare Leser finden.

B 385 *M. Peschel*

Algebraische Grundbegriffe. Aus der Reihe „Theoretische Grundlagen der technischen Kybernetik". Von *G. Wunsch*. Berlin: VEB Verlag Technik 1970. 212 Seiten, 71 Bilder, 16,— M.

Dieser Titel ist mit dem Ziel geschrieben worden, die allgemein empfundene breite Kluft zwischen Theorie (Mathematik) und der Praxis (Ingenieurwissenschaften) überbrükken zu helfen. Der Autor, in der technischen Literatur durch die Veröffentlichung einer Vielzahl von Originalarbeiten auf dem Gebiet der Systemtheorie bestens bekannt, hat den Versuch unternommen, dem Ingenieur durch die anschauliche Darstellung der vereinheitlichten Betrachtungsweisen der Mengenlehre und Algebra das vielfältige mathematische Wissen ordnen zu helfen und aus höherer Sicht zu verstehen sowie den am Ausbau und an der Anwendung der kybernetischen Systemtheorie beteiligten Ingenieur ein fundiertes neuzeitliches mathematisches Grundwissen zu vermitteln.

Das Buch enthält die Abschnitte Grundbegriffe der Mengenlehre, Grundbegriffe der Algebra, Grundbegriffe der Arithmetik und Analysis, spezielle algebraische Grundstrukturen, Vektorräume, Abbildungen in Vektorräumen.

Zur weiteren Information enthält das Buch ein kommentiertes Literaturverzeichnis, wodurch insbesondere dem Studenten gute Hinweise gegeben werden.

Die Darstellung erfolgt nicht streng mathematisch durch Ableitung aus Axiomen, sondern dem Anliegen des Autors entsprechend durch Analogie-Betrachtungen (Übergang von bekannten auf neue isomorphe Strukturen). Damit wird eine große Anschaulichkeit der Darstellung erreicht.

Der Besprechungsgegenstand gibt zusammen mit dem Buch „Moderne Anwendungen algebraischer Methoden" von *M. Peschel*, ebenfalls in dieser Reihe erschienen, eine umfassende neuzeitliche Darstellung mathematischer Grundlagen der technischen Kybernetik und kann allen Ingenieuren und Studenten der technischen Kybernetik wärmstens empfohlen werden.

B 383 *A. Sydow*

Technik-Wörterbuch Spektroskopie — Spektralanalyse (Englisch-Deutsch-Französisch-Russisch-Spanisch-Tschechisch-Polnisch-Ungarisch). Herausgeber: *H. Moritz* und *T. Török*. Berlin: VEB Verlag Technik 1970. 320 Seiten, 28,— M.

Das Technik-Wörterbuch Spektroskopie und Spektralanalyse bringt Wörter in 8 Sprachen nicht nur aus dem Bereich der optischen Spektroskopie und Spektralanalyse, sondern auch für die Massenspektrometrie und Kernresonanzspektrometrie; Wörter über Elektronenspektroskopie sind nicht enthalten.
Die Anordnung der einzelnen Wörter in Tabellenform ist übersichtlich. Das englische Wort ist vorangestellt, wahrscheinlich, weil wissenschaftliche Texte in englischer Sprache den größten Anteil haben. Es ist allerdings manchmal fraglich, ob das in der betreffenden Sprache am meisten verwendete Wort angegeben ist, z. B. wird für „nuclear magnetic resonance method" im Deutschen „Kerninduktionsmethode" angegeben, obwohl sich auch im deutschen Gebrauch der Ausdruck „Kernresonanzmethode" eingebürgert hat. Neben den eigentlichen Fachausdrücken für die verschiedenen spektroskopischen Bereiche, wird auch eine Reihe von anderen Fachwörtern aufgeführt. Allerdings ist es nicht immer verständlich, nach welchen Gesichtspunkten diese Wörter ausgewählt worden sind, z. B. wird der „Nickel-Eisen-Sammler" in 8 Sprachen aufgeführt, dagegen nicht der „Nickel-Cadmium-Sammler", obwohl in der ganzen Welt Nickel-Eisen-Sammler nur geringe Bedeutung gegenüber dem Nickel-Cadmium-Sammler haben. Für 7 Sprachen, außer dem Englischen, findet sich dann noch ein Inhaltsverzeichnis, so daß man das betreffende Wort nachsuchen kann. Zweifellos wird das vorliegende Buch für den Spektroskopiker beim Studium von Fachliteratur auf diesem Gebiet von Nutzen sein.

B 384 *K. Schwabe*

Wörterbuch Datenverarbeitung (englisch-deutsch/deutsch-englisch). Von *E. Hofmann*. Berlin: Verlag Die Wirtschaft 1970. 260 Seiten, 12,60 M.

Das jetzt in seiner zweiten, überarbeiteten und erweiterten Auflage erschienene englisch-deutsche/deutsch-englische Wörterbuch „Datenverarbeitung" umfaßt nunmehr etwa 10500 Stichworte aus Gebieten, die im Rahmen der Datenverarbeitung und Rechentechnik eine Rolle spielen. Die zusammengestellten Termini enthalten Begriffe aus den Bereichen der Anwendung von Rechnern, der Mathematik, der Programmierung — wobei spezielle Begriffe der Programmiersprachen ALGOL, FORTRAN, COBOL und PL1 berücksichtigt werden —, der Rechnerkonstruktion und -funktion, der Rechen-, Eingabe- und Ausgabeoperationen, der Kodierung und der Kodeumsetzer, der Peripheriegeräte, der Rechnerbedienung und des Rechnerbetriebs, der Datenspeicherung und -übertragung sowie aus den Gebieten der elektronischen Schaltungstechnik und der elektronischen Bauelemente. Zusätzliche Bemerkungen zum Anwendungsbereich einer Reihe von Begriffen unterstützen den richtigen Gebrauch des Wörterbuches, das wegen seines vielseitigen Inhalts zum Thema „Datenverarbeitung" für den Anwender von Rechenmaschinen, den Programmierer, den Konstrukteur und Entwickler von Rechenanlagen ebenso wie für das Bedienungs- und Wartungspersonal ein wertvolles Nachschlagewerk darstellt. Da bei der Zusammenstellung der Termini die jüngste englische und amerikanische Fachliteratur ausgewertet wurde, dürfte das vorliegende Wörterbuch auch für die Arbeit technischer Übersetzer und Dolmetscher eine wesentliche Hilfe sein.

B 382 *H. Rudolph*

Selecta Mathematica II. Herausgegeben von *K. Jacobs*. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1970. 185 Seiten, 11 Bilder, 12,80 DM.

Hiermit liegt der zweite Band einer Unterreihe der „Heidelberger Taschenbücher" vor. „Selecta Mathematica II" ent-

(Fortsetzung auf Schmalblatt VII)

Neue Bücher aus der UdSSR [1)]

[1] *Černjak, Ju. I.:* Issledovanie operacij i sistem v ekonomike (Operationsforschung und Systemuntersuchung in der Ökonomie). Ekonomika; 0,65 Rbl., 4. Quart. 1970, NK No. 26 – 70 (61).

[2] *Bogomolov, A. M.*, und *V. A. Tverdochlebov:* Diagnostika složnych sistem (Diagnose komplizierter Systeme) Izd-vo Saratovskogo un-ta; 2,00 Rbl., 4. Quart. 1970, NK No. 26 – 70 (34).

[3] *Buslenko, N. P.:* Metod statističeskogo modelirovanija. (Methode der statistischen Modellierung). Statistika; 0,44 Rbl., 1. Quart. 1971, NK No. 27 – 70 (9).

[4] *Pontrjagin, L. S.:* Differencial'nye uravnenija (Differentialgleichungen). Nauka; 0,94 Rbl., 4. Quart. 1970, NK-No. 26 – 70 (195).

[5] Matematičeskie metody planirovanija i upravlenija chimičeskimi predprijatijami (Mathematische Methoden der Planung und Leitung chemischer Betriebe). Vyss. škola; 0,90 Rbl., 4. Quart. 1979, NK No. 27 – 70 (137).

[6] *Gradštejn, I. S.*, und *I. M. Ryžik:* Tablicy integralov, summ, rjadov i proizvedenij (Tabellen der Integrale, Summen, Reihen und Produkte). Nauka; 4,75 Rbl., 4. Quart. 1970, NK No. 27 – 70 (58).

[7] *Lange, O.*, und *A. Banasin'skij:* Teorija statistiki (Theorie der Statistik). Statistika; 2,30 Rbl., 1. Quart. 1971, NK No. 27 – 70 (28).

[8] *Kamke, E.:* Spravočnik po obyknovennym differencial'nym uravnenijam. (Taschenbuch der gewöhnlichen Differentialgleichungen). Nauka; 2,32 Rbl., 4. Quart. 1970, NK No. 27 – 70 (61).

[9] Semantičeskie problemy informatiki. (Semantische Probleme der Informatik). Izd-vo VINITI; 0,50 Rbl., 4. Quart. 1970, NK-No. 26 – 70 (64).

[10] Sbornik zadač po vyčislitel'nym mašinam i programmirovaniju (Sammelband von Aufgaben zu Rechenmaschinen und Programmierung). Statistika; 0,50 Rbl., 1. Quart. 1971, NK No. 27 – 70 (148).

[11] Issledovanija po teorii algoritmov (Untersuchungen zur Algorithmentheorie – Sammelband). Izd-vo Vycislitel'nogo centra Akad. nauk SSSR; 1,80 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 27 – 70 (59).

[12] Issledovanija po teorii samonastraivajuščichsja sistem (Untersuchungen zur Theorie der selbsteinstellenden Systeme). Izd-vo Vycislitel'nogo centra Akad. nauk SSSR; 1,00 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 27 – 70 (60).

[13] Algorithmy i algoritmičeskie jazyki (Algorithmen und algorithmische Sprachen – Sammelband). Izd-vo Vycislitel'nogo centra Akad. nauk SSSR; 0,70 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 27 – 70 (77).

[14] Programmnyj metod upravlenija (Programm – Methode der Steuerung). Izd-vo Vycislitel'nogo centra Akad. nauk SSSR; 0,35 Rbl., 2. Quart. 1971, NK 27 – 70 (70).

[15] *Optner, L. E.:* Sistemnyj analiz dlja rešenija delovych i promyšlennych problem (Systemanalyse zur Lösung von Geschäftsproblemen und Industrieproblemen). Sovetskoe radio 1969; NK No. 28 – 70, (223 M).

[16] *Chazen, E. M.:* Metody optimal'nych statističeskich rešenij i zadači optimal'nogo upravlenija (Methoden der optimalen statistischen Entscheidung und Aufgaben der optimalen Steuerung). Sovetskoe radio 1968; NK-No. 28 – 70 (227 M).

[17] *Wiener, N.:* Moe otnošenie k kibernetike, ee prošloe i buduščee (Mein Verhältnis zur Kybernetik, ihre Vergangenheit und Zukunft). Sovetskoe radio 1969; NK-No. 28 – 70 (217 M).

[18] *Brammer, Ju. A.*, und *I. N. Paščuk:* Impul'snaja technika – Učebnik dlja učaščichsja elektrotechn. i radiotechn. technikumov (Impulstechnik – Ein Lehrbuch für Studierende der elektrotechnischen und radiotechnischen Fachschulen). Vyššaja skola; 0,80 Rbl., 4. Quart. 1970, NK-No. 31 – 70 (203).

[19] *Fedoseev, A. D.*, und *S. A. Načarjan:* Prostejšie sistemy avtomatičeskogo regulirovanija (Einfachste Systeme der automatischen Regelung). Kolos; 0,10 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 30 – 70 (109).

[20] *Kurno, O.:* Osnovy teorii šansov i verojatnostej (Grundlagen der Theorie der Chancen und der Wahrscheinlichkeitstheorie; Übers. aus dem Franz.). Nauka; 1,60 Rbl., 4. Quart. 1970, NK-No. 30 – 70 (50).

[21] Primenenie metodov korreljacii v ekonomičeskich issledovanijach (Anwendung der Korrelationsmethoden in ökonomischen Untersuchungen). Nauka 1969; 1,19 Rbl., NK-No. 29 – 70 (221 M).

[22] Problemy funkcionirovanija bol'šich ekonomičeskich sistem (Probleme des Funktionierens großer ökonomischer Systeme). Nauka 1969; 1,35 Rbl., NK-No. 29 – 70 (222 M).

[23] *Maron, I. A.:* Differencial'noe i integral'noe isčislenie v primerach i zadačach (Differential- und Integralrechnung in Beispielen und Aufgaben). Nauka; 1,00 Rbl., 3. Quart. 1971, NK-No. 29 – 70 (171).

[24] *Renyi, A.:* Pis'ma o verojatnosti (Briefe zur Wahrscheinlichkeit; Übers. aus dem Ungarischen). Mir; 0,24 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 29 – 70 (34).

[25] *Kolin, K. K.*, und *V. V. Lipaev:* Proektirovania algoritmov upravljajuščich CVM (Projektierung der Algorithmen von Prozeßrechnern). Sovetskoe radio; 0,90 Rbl., 4. Quart. 1970, NK-No. 29 – 70 (64).

[26] *Gabasov, R.*, und *F. M. Kirillova:* Kačestvennaja teorija optimal'nych processov (Qualitative Theorie optimaler Prozesse). Nauka; 1,77 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (37).

[27] *Borovikov, A. A.:* Verojatnostnye processy v teorii massovogo obsluživanija (Wahrscheinlichkeitstheoretische Prozesse in der Bedienungstheorie). Nauka; 1,46 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (32).

[28] *Gol'štejn, E. G.:* Teorija dvojstvennosti v matematičeskom programmirovanii i ee priloženija (Die Theorie der Dualität in der mathematischen Optimierung und ihre Anwendungen). Nauka; 1,28 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (39).

[29] *Moiseev, N. N.:* Čislennye metody v problemach sinteza optimal'nych sistem (Numerische Methoden in den Syntheseproblemen der optimalen Systeme). Nauka; 1,46 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (59).

[30] *Zakrevskij, A. D.:* Algoritmy sinteza diskretnych avtomatov (Algorithmen zur Synthese diskreter Automaten). Nauka; 1,77 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (45).

[31] *Žuk, K. D.*, und *S. K. Ganiev:* Vyčislitel'nye ustrojstva v avtomatičeskich mnogosvjaznych sistemach (Rechenanlagen in automatischen mehrdimensionalen Systemen). Fan (Uz SSR); 1,10 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (86).

[32] Problemy kibernetiki – Sbornik statej (Probleme der Kybernetik; Sammelband Nr. 24). Nauka; 1,60 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (131).

[33] *Kislova, T. A.:* Setevoe planirovanie v lesnom chozjajstve (Netzwerkplanung in der Forstwirtschaft). „Lesnaja prom-st'; 0,27 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (145).

[34] *Rojtenberg, Ja. N.:* Avtomatičeskoe upravlenie – Uceb. posobie dlja studentov mech-mat. fak. un-tov (Automatische Steuerung. Ein Lehrbuch für Studenten der mechanisch-mathematischen Fakultäten der Universitäten). Nauka; 1,15 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 34 – 70 (225).

[35] *Gejler, Z. Š.:* Samonastraivajuščiesja i kombinirovannye sistemy avtomatičeskogo kontrolja i regulirovanija v mašinostroenii (Selbsteinstellende und kombinierte Systeme der automatischen Kontrolle und Regelung im Maschinenbau). Mašinostroenie; 0,80 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (22).

[36] *Gegešidze, G. A.:* Avtomatizacija diskretnogo proizvodstva (Automatisierung der diskreten Produktion). Mašinostroenie; 2,25 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (70).

[37] *Ulanov, G. M.:* Dinamičeskaja točnost' i kompensacija vozmuščenija v sistemach avtomatičeskogo upravlenija (Dynamische Genauigkeit und Störungskompensation in automatischen Steuerungssystemen). Masinostroenie; 1,15 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (102).

[38] Elektrogidravličeskie sledjaščie sistemy (Elektrohydraulische Folgesysteme): Mašinostroenie; 1,90 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (25).

[39] *Kuchtenko, V. I.:* Dinamika samonastraivajuščichsja sistem so stabilizaciej častotnych charakteristik (Dynamik selbsteinstellender Systeme mit Stabilisierung der Frequenzcharakteristiken). Mašinostroenie; 1,00 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (26).

[40] Spravočnik proektirovščika avtomatizirovannogo upravlenija proizvodstvom (Handbuch des Projektanten für automatisierte Steuerung der Produktion). Masinostroenie; 2,90 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (27).

[41] *Anisimov, B. V.*, und *A. Ja. Savel'ev:* Konstruirovanie elektronnych vyčislitel'nych mašin (Konstruktion elektronischer Rechenmaschinen). Masinostroenie; 0,35 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (138).

[42] *Anisimov, B. V.*, und *A. Ja. Savel'ev:* Proektirovanie elektronnych cifrovych vyčislitel'nych mašin (Projektierung elektronischer Digitalrechenmaschinen). Masinostroenie; 0,40 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (139).

[43] *Belov, B. I.*, und *I. P. Norenkov:* Rasčety elektronnych schem na elektronnych cifrovych vyčislitel'nych mašinach (Berechnung elektronischer Schaltungen auf elektronischen Digitalrechenmaschinen). Masinostroenie; 0,40 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (140).

[44] *Murzaev, A. A.:* Setevoe planirovanie remonta v mašinostroenii (Netzwerkplanung im Reparaturwesen des Maschinenbaus). Mašinostroenie; 0,45 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (151).

[45] Principy postroenija i proektirovanija samonastraivajuščichsja sistem upravlenija (Prinzipien der Entwicklung und Projektierung von selbsteinstellenden Regelungssystemen). Mašinostroenie, 0,80 Rbl., 1. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (95).

[46] *Vitenberg, I. M.:* Programmirovanie analogovych vyčislitel'nych mašin (Programmierung von Analogrechenmaschinen). Mašinostroenie; 1,85 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (141).

[47] Osnovnye techničeskie i ekspluatacionnye charakteristiki analogovych vyčislitel'nych mašin (Grundlegende technische Kenngrößen und Betriebscharakteristiken von Analogrechenmaschinen). Mašinostroenie; 1,30 Rbl., 2. Quart. 1971, NK-No. 32 – 70 (142).

[48] Avtomatičeskaja optimizacija upravljaemych sistem (Automatische Optimierung von Regelungssystemen; Übers. aus dem Englischen). Izd-vo inostr. lit. 1960; 0,60 Rbl., NK-No. 32 – 70 (297 M).

[49] Avtomatičeskoe upravlenie i vyčislitel'naja technika (Automatische Steuerung und Rechentechnik). Mašinostroenie 1961; 1,49 Rbl., NK-No. 32 – 70 (298 M).

[50] Techničeskaja kibernetika – Teorija avtomatičeskogo regulirovanija. Kniga 3: Teorija nestacionarnych, nelinejnych i samonastrahvajuščichsja sistem avtomatičeskogo regulirovanija. Čast' I. (Technische Kybernetik – Regelungstheorie. Band 3: Theorie der nichtstationären, nichtlinearen und selbsteinstellenden Regelungssysteme; Teil I). Mašinostroenie 1969; 2,50 Rbl., NK-No. 32 – 70 (302 M).

[51] Techničeskaja kibernetika – Teorija avtomatičeskogo regulirovanija. Kniga 3: Teorija nestacionarnych, nelinejnych i samonastraivajuščichsja sistem avtomatičeskogo regulirovanija, Čast' 2. (Technische Kybernetik – Regelungstheorie. Band 3: Theorie der nichtstationären, nichtlinearen und selbsteinstellenden Regelungssysteme; Teil 2). Mašinostroenie, 1969; 1,60 Rbl., NK-No. 32 – 70 (303 M).

[52] *Černeckij, V. I.:* Analiz točnosti nelinejnych sistem upravlenija (Genauigkeitsanalyse nichtlinearer Regelungssysteme). Mašinostroenie 1968; 1,23 Rbl., NK-No. 32 – 70 (304 M).

[1)] Hierbei handelt es sich um neue Titel aus der UdSSR, die dem sowjetischen Neuerscheinungsdienst „Novye knigi" entnommen sind. Die Bücher können über den Volksbuchhandel bestellt werden.

VEB Verlag Technik, Berlin — Träger des Ordens „Banner der Arbeit“

messen·steuern·regeln

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die Automatisierungstechnik

Organ der Deutschen Gesellschaft für Meßtechnik und Automatisierung (DGMA)

Berlin · Dezember 1970
13. Jahrgang

12

Redaktionsbeirat:
Dipl.-Ing. W. Britall, Prof. Dr.-Ing. W. Fritzsch, Dr. rer. nat. H. Gena, Dr.-Ing. K. Hilscher, Prof. Dr. phil. nat., Dr.-Ing. e. h. H. Kindler, Prof. Dr. phil. nat. H. Kortum, Dipl.-Phys. G. Meister, Prof. Dr.-Ing. S. Pilz, Prof. Dr.-Ing. habil. K. Reinisch, Prof. Dr. rer. nat. G. Schwarze, Dipl.-Ing. B. Wagner, Prof. Dr.-Ing. H. Wilhelmi

Standpunkt

R. Hüttenrauch
Werkdirektor
VEB Kombinat Meß- und Regelungstechnik Dessau,
Meßgerätewerk „Erich Weinert“
Magdeburg

Tradition und moderne Wissenschaftsorganisation

Im VEB Kombinat Meß- und Regelungstechnik Dessau, Meßgerätewerk „Erich Weinert“, Magdeburg, besteht eine 120jährige Tradition in der Fertigung von Meßgeräten, angefangen bei Manometern bis zu Kompensatoren, Reglern und Anzeigegeräten.

Seit 1850 wurden umfangreiche Erfahrungen gesammelt, so daß heute die Präzisionsmeßgeräte aus Magdeburg in der ganzen Welt einen guten Ruf haben und bei der Automatisierung und Rationalisierung ganzer Industriezweige eine wesentliche Rolle spielen.

Das 12. Plenum der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands hat verstärkt auf die Automatisierung ganzer Fertigungsprozesse orientiert. Mit der Hauptverantwortung für das System „ursacord“ kommt dem Meßgerätewerk Magdeburg bei der Schaffung der Voraussetzungen für die Automatisierung eine entscheidende Bedeutung zu.

Das spiegelt sich auch in hohen Steigerungsraten für den Perspektivzeitraum wider. Diese Steigerungsraten lassen sich nur durch eine Automatisierung und Rationalisierung der Gerätefertigung und langfristige Kooperationsbeziehungen durchsetzen.

Im Jahr 1969 wurde mit der Automatisierung im Werk begonnen, die erste Etappe am 20. Jahrestag der DDR erfolgreich beendet und gleichzeitig der Plan im Jahre 1969 erfüllt.

Die Erfahrungen zeigen, daß die durchgängige Automatisierung, der Aufbau einer rationellen Organisation, eine kontinuierliche Produktion und die Konstruktion von Weltspitzengeräten nur noch durch eine enge Zusammenarbeit zwischen dem geräteherstellenden Betrieb, dem Anlagenbaubetrieb und den Endabnehmern möglich ist.

Aus diesen Erfahrungen läßt sich die Schlußfolgerung ziehen, daß die neuen Formen der Zusammenarbeit effektiv und praxiswirksam durchgesetzt werden müssen, um den Zielstellungen des o. a. Plenums nach durchgängiger Automatisierung und Konstruktion von Weltspitzenerzeugnissen gerecht zu werden.

Die Hauptzielrichtung dabei ist:

— Systematische Zusammenarbeit der Kooperationsverbände, der Kombinate, der Gerätebetriebe, der Erzeugnisgruppen und der Endabnehmer auf dem Gebiet der Prognose und Marktforschung mit dem Ziel der Erreichung einer optimalen langfristigen Planung.
— Stärkere Zusammenarbeit und Information über die Ergebnisse der Wissenschaftsorganisation und der systematischen Heuristik mit dem Ziel, einen Vorlauf in Konstruktion von Weltspitzenerzeugnissen, die den Bedürfnissen und der progressiven Entwicklung entsprechen, zu schaffen.

Dabei ist die schnelle Überleitung in die Produktion durch alle Beteiligten abzusichern.
Von unserem Werk wurde 1969 durch eine solche Zusammenarbeit und unter Ausnutzung der 120jährigen Erfahrungen auf dem Sektor des Meßgerätebaues das Gerätesystem der ursacord-Nulltrend-Reihe entwickelt. Damit wurde ein Gerätesystem geschaffen, das den derzeitigen Anforderungen der Prozeßtechnik voll gerecht wird, eine optimale Prozeßführung erlaubt und erstmalig für unsere Geräte einen Anschluß an Prozeßrechner möglich macht.
Darüber hinaus wird die Automatisierung in steigendem Maße nicht nur bei industriellen Prozessen, sondern auch für die Gewinnung und Verarbeitung von Informationen in der Medizin und allen Laboratorien angewendet.
Die Entwicklung derartiger in ihren Parametern standardisierter Gerätesysteme ist nur durch neue Wege in der langfristigen sozialistischen Zusammenarbeit zwischen den Betrieben möglich.

D. W. SWETSCHARNIK und O. S. ARUTJUNOW

Optimale Prozeßsteuerung durch Auswertung statistischer Daten nach der „Nominal-Optimum"-Methode[1)]

IA 4.0.5.2

Die „Nominal-Optimum-Methode", über die erstmalig 1957 berichtet wurde [1], ermöglicht es, mittels statistischer Daten über eine Anlage Algorithmen für ihre optimale Steuerung aufzustellen, die einen maximalen ökonomischen Gewinn sichern.

Das „Nominal" ist der einzuhaltende Sollwert einer Prozeßsteuerung, wie er z. B. beim Blechwalzen in einer Walzstraße oder beim Drehen eines Werkstückes auf einer automatischen Drehmaschine vorgegeben wird. Im industriellen Produktionsprozeß treten Abweichungen vom Sollwert auf, die eine zufällige Verteilung aufweisen.

Die Auswertung von Beobachtungsergebnissen des industriellen Produktionsprozesses ermöglicht es, die Verteilungsfunktionen der auftretenden Abweichungen vom Sollwert zu bestimmen. Diese Abweichungen werden gewöhnlich in Toleranzstreifen eingeteilt, die die Güteklassen der Produkte darstellen. Üblicherweise legt man dabei den Sollwert in die Mitte des Toleranzfeldes, wobei dessen Mitte der höchsten Güteklasse entspricht. Eine solche Lösung ist aber nur sehr selten und zwar nur dann a priori optimal, wenn die Verteilungsdichtefunktion der Abweichung und die der Produktionskosten (einschließlich der außerhalb des Toleranzbereiches liegenden Ausschußproduktion) Symmetrie zum Sollwert aufweisen. Tatsächlich liegen jedoch in den meisten Fällen unsymmetrische Verteilungsdichtefunktionen für die Abweichungen vom Sollwert und für die Produktionskosten vor. In diesem Fall erhebt sich die Frage, ob es nicht zweckmäßiger wäre, den Sollwert in bezug auf die Mitte des Toleranzbereiches zu verschieben. Die „Nominal-Optimum-Methode" ermöglicht nun, für bekannte Verteilungsgesetze der Abweichungen und Kosten beliebiger Produkte den Sollwert bezüglich der Mitte des Toleranzbereiches so zu verschieben, daß ein größtmöglicher Gewinn beim Produktionsprozeß erzielt wird.

Mathematisch stellt sich die Lösung dieses Problems folgendermaßen dar:

Bei einer gegebenen Verteilung der Abweichung vom vorgegebenen Sollwert (Bild 1, Kurve 1) wird die mathematische Erwartung der zufälligen Größe x durch den Prozeß bestimmt.

Zur Vereinfachung wird eine eindimensionale Optimierungsaufgabe gewählt, bei der der zu untersuchende Prozeß nur von einem Parameter x abhängt:

Die Dispersion des Prozesses wird als konstant angenommen, d. h. sie ist unabhängig von der mathematischen Erwartung und damit von der Einstellung des Prozesses. Die Streifen i ($i = 1, \ldots, s$) entsprechen verschiedenen Güteklassen der Produktion mit den jeweiligen Kosten b_i. Die Kosten werden aus den Ausgangsparametern abgeleitet. Die Effektivität einer bestimmten Prozeßeinstellung wird durch eine Funktion $\varphi(m)$ bewertet, die eine Funktion der Verteilung $f(x)$ und der Kosten b_i ist:

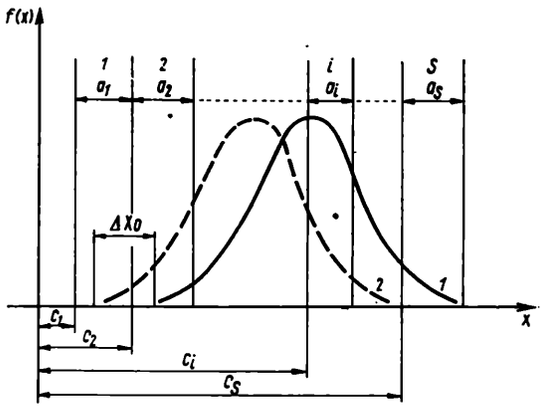


Bild 1. Lage der Verteilungsdichtefunktionen und Toleranzfelder

$$\varphi(m) = \sum_{i=1}^{s} b_i \int_{x_{iH}}^{x_{iK}} f(x, m)\, dx . \tag{1}$$

Dabei bedeutet

$$\int_{x_{iH}}^{x_{iK}} f(x, m)\, dx = P_i ,$$

die Wahrscheinlichkeit dafür, daß die Größe x im i-ten Streifen liegt. x_{im} und x_{iK} sind die den Streifen begrenzenden Koordinaten. Die Funktion $\varphi(m)$ ist ein Maß für die Eigenschaften des Objektes für die gegebenen Anfangswerte. Die zu lösende Optimierungsaufgabe besteht in der Berechnung einer Kurve $f(x, m_{opt})$, die durch die mathematische Erwartung m_{opt} bestimmt wird (Bild 1, Kurve 2), und für die die Funktion $\varphi(m)$ nach Gl. (1) ihren Maximalwert $\varphi(m) = \varphi(m_{opt})$ annimmt. Die Effektivität der optimalen Prozeßeinstellung wird durch

$$\varphi_0(m_{opt}) = \sum_{i=1}^{s} b_i \int_{x_{iH}}^{x_{iK}} f(x, m_{opt})\, dx , \tag{2}$$

beschrieben.

Der Extremwert der Funktion $\varphi(m)$ nach Gl. (1) als Funktion der Änderung der Prozeßeinstellung folgt aus

$$\frac{d\varphi(m)}{dm} = 0 .$$

Im Falle einer stetigen Verteilung der Kosten wird die Effektivitätsfunktion φ_m durch

$$\varphi_m = \int_{-\infty}^{+\infty} b(x)\, f(x, m_{opt})\, dx , \tag{2'}$$

[1)] Nach einem Vortrag, der auf dem 5. Wissenschaftlichen Kongreß der KDT – der am 26. und 27. Februar 1970 in Leipzig stattfand – gehalten wurde.

Mitteilung aus dem Verein der Meßgeräteindustrie VNIT OPRIBOR Moskau.

definiert. Der Extremwert dieser Funktion wird ebenfalls wie oben dargestellt bestimmt.

Wird die Größe der optimalen Verschiebung der Verteilung $f(x)$ von der Anfangslage durch Δx_0 bezeichnet, so erhält man

$$m_{opt} = m + \Delta x_0 .$$

Die interessierende Größe Δx_0 kann aus der optimalen Funktion φ_0 bestimmt werden:

$$\frac{d\varphi_0}{d(\Delta x_0)} = \frac{d}{d(\Delta x_0)} \left[\sum_{i=1}^{s} b_i \int_{x_{iH}+\Delta x_0}^{x_{ik}+\Delta x_0} f(x)\, dx \right] = 0 , \qquad (3)$$

bzw.

$$\varphi_0'(x) = \sum_{i=1}^{s} b_i \left[f(x_{ik} + \Delta x_0) - f(x_{iH} + \Delta x_0) \right] . \qquad (3')$$

Die Gl. (3) kennzeichnet den optimalen Zustand der Anlage. Der Extremwert muß noch auf seine Art untersucht werden; für die vorliegende Klasse von Aufgaben stellt er jedoch fast immer ein Maximum dar.

Manchmal ist es günstiger, Gl. (2) in der folgenden Form zu schreiben:

$$\varphi_0(x) = \sum_{i=1}^{s} b_i \int_{\Delta x_0 + c_i}^{\Delta x_0 + c_i + a_i} f(x)\, dx \qquad (2'')$$

und entsprechend gilt dann

$$\varphi_0'(x) = \sum_{i=1}^{s} b_i \left[f(\Delta x_0 + c_i + a_i) - f(\Delta x_0 + c_i) \right] = 0 , \qquad (3'')$$

a_i Streifenbreite (Bild 1)

c_i Abstand des Streifens i vom gewählten Koordinatenursprung.

Da die Koeffizienten b_i, Δx_i, a_i, c_i der Gln. (3) und (3'') sowie das Verteilungsgesetz $f(x, m)$ bekannt sind, kann die gesuchte Größe Δx_0 berechnet werden.

Im Fall einer mehrdimensionalen Optimierungsaufgabe, bei der eine Abhängigkeit des betrachteten Prozesses von mehreren Parametern vorliegt, lautet die Optimierungsgleichung in allgemeiner Form

$$\varphi_0(\Delta\bar{x}) = \sum_{i=1}^{s} b_i \underbrace{\int \cdots \int}_{r_i} f(x_{1i} + \Delta x_{10} + \cdots + x_{ni} + \Delta x_{n0}) \times$$

$$\times\, dx_1 \ldots d_{xn} = \sum_{i=1}^{s} b_i \int \cdots \int f\left(\overline{x + \Delta x_0}\right) d\bar{x} , \qquad (4)$$

r_i Umfang des i-ten Gebietes im n-dimensionalen Raum der zu steuernden Parameter

$j = 1, \ldots, n$ Anzahl der Parameter.

Zur Bestimmung der optimalen Verschiebung $\overline{\Delta x_0}$ der Koordinaten des Zentrums der Verteilung $f(x)$ wird die Funktion (4) bezüglich eines Maximums untersucht:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial\varphi_0(\Delta\bar{x})}{\partial(\Delta x_{10})} &= \frac{\partial}{\partial(\Delta x_{10})} \sum_{i=1}^{s} b_i \underbrace{\int \cdots \int}_{r_i} f\left(\overline{x + \Delta x_0}\right) d\bar{x} = 0 , \\ \frac{\partial\varphi_0(\Delta\bar{x})}{\partial(\Delta x_{n0})} &= \frac{\partial}{\partial(\Delta x_{n0})} \sum_{i=1}^{s} b_i \underbrace{\int \cdots \int}_{r_i} f\left(\overline{x + \Delta x_0}\right) d\bar{x} = 0 . \end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

Kann die Wahrscheinlichkeitsverteilungsdichte in den einzelnen Gebieten r_i als gleichförmig betrachtet werden, so gilt für die Optimierungsaufgabe

$$\varphi_0(\Delta\bar{x}_0) = \sum_{i=1}^{s} b_i r_i f\left(\overline{x + \Delta x_0}\right) \qquad (6)$$

oder

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial\varphi_0(\Delta\bar{x})}{\partial(\Delta x_{10})} &= \sum_{i=1}^{s} b_i r_i \left[f\left(\overline{x + \Delta x_{10}}\right) - f(\bar{x}) \right] = 0 , \\ \frac{\partial\varphi(\Delta\bar{x})}{\partial(\Delta x_{n0})} &= \sum_{i=1}^{s} b_i r_i \left[f\left(\overline{x + \Delta x_{n0}}\right) - f(\bar{x}) \right] = 0 . \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Unter der Annahme einer Normalverteilung für $f(x)$

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2^n \pi^n |k|}} e^{-\frac{1}{2|k|} \sum_{p,q=1}^{n} k_{p,q} (x_p - m_p)(x_q - m_q)} \qquad (8)$$

wird aus Gl. (6)

$$\varphi_0(\Delta\bar{x}) = \frac{1}{\sqrt{2^n \pi^n |k|}} \times$$

$$\times \sum_{i=1}^{s} b_i r_i e^{-\frac{1}{2|k|} \sum_{p,q=1}^{n} k_{p,q} (x_{pi} + \Delta x_{p0} - m_p)(x_{qi} + \Delta x_{q0} - m_q)} . \qquad (9)$$

x_p, x_q Zufallsgrößen

m_p, m_q ihre mathematischen Erwartungswerte

k_{pq} algebraische Ergänzungen in der Matrix der Korrelationsmomente, die sich bei Streichung der q-ten Zeile und p-ten Spalte ergeben

$|k|$ die Matrix der Korrelationsmomente.

Differentation der Gl. (9) ergibt das folgende Gleichungssystem:

$$\varphi_0'(\Delta\bar{x}_1) = \frac{\partial}{\partial(\Delta x_{10})} \times$$

$$\times \left[\sum_{i=1}^{s} b_i r_i e^{-\frac{1}{2|k|} \sum_{p,q=1}^{n} k_{pq} (x_{pi} + \Delta x_{p0} - m_p)(x_{qi} + \Delta x_{q0} - m_q)} \right] = 0 ,$$

$$\varphi_0'(\Delta\bar{x}_n) = \frac{\partial}{\partial(\Delta x_{n0})} \times$$

$$\times \left[\sum_{i=1}^{s} b_i r_i e^{-\frac{1}{2|k|} \sum_{p,q=1}^{n} k_{pq} (x_{pi} + \Delta x_{p0} - m_p)(x_{qi} + \Delta x_{q0} - m_q)} \right] = 0 ,$$

oder

$$\frac{-\varphi_0(\Delta\bar{x})}{\partial(\Delta x_{j0})} = \sum_{i=1}^{s} b_i r_i \times$$

$$\times\, e^{-\frac{1}{2|k|} \sum_{p,q=1}^{n} k_{pq} (x_{pi} + \Delta x_{p0} - m_p)(x_{qi} + \Delta x_{q0} - m_q)} \times$$

$$\times \left[\sum_{p=1}^{n} k_{pj} (x_{pi} + \Delta x_{p0} - m_p) + \sum_{q=1}^{n} k_{jq} (x_{qi} + \Delta x_{q0} - m_q) \right] = 0$$

$$\text{mit } j = 1, \ldots, n . \qquad (10)$$

Die Gln. (4) bis (6) charakterisieren die Effektivitätsfunktion $\varphi_0(x)$ in allgemeiner Form.

Beispiele für die häufigsten Optimierungsaufgaben:

Beispiel 1: Verteilungsdichtefunktion $f(x)$ unsymmetrisch, symmetrische Verteilung der Kosten.

Auf einer Walzstraße soll Stahlblech mit einer Dicke von $8 \pm 0{,}6$ mm hergestellt werden. Die Dicke der fertiggestell-

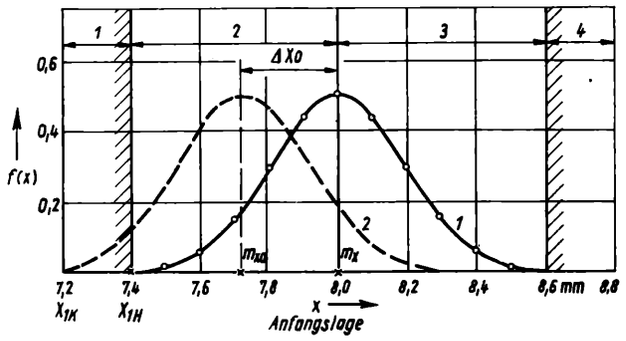


Bild 2. Verteilungsdichtefunktion der Produktion und zugehörige Toleranzfelder für Beispiel 1

ten Bleche weist eine Normalverteilung um den Sollwert von 8 mm auf (Bild 2, Kurve 1):

$$f(x) = \frac{1}{\sigma(x)\sqrt{2\pi}}\, e^{-\frac{[x-m(x)]^2}{2\sigma^2(x)}} \tag{11}$$

mit der mathematischen Erwartung $m(x) = 8$ und der Streuung

$$\sigma(x) = 0{,}2\,.$$

Δx_0 berechnet sich für eine Normalverteilung aus

$$\varphi_0'(x) = \sum_{i=1}^{s} b_i \left\{ e^{-0{,}5\left[\frac{x_{ik}+\Delta x_0 - m(x)}{\sigma(x)}\right]^2} - e^{-0{,}5\left[\frac{x_{iH}+\Delta x_0 - m(x)}{\sigma(x)}\right]^2} \right\}. \tag{12}$$

Wie in Bild 2 gezeigt, begrenzen die Linien im Abstand von $\pm$ 0,6 mm vom arithmetischen Mittelwert der Verteilung das Toleranzfeld.

Der Streifen 2 besitzt im Vergleich zum Streifen 3 ein größeres Gewicht, da eine negative Abweichung kostengünstiger ist als eine positive Abweichung. Die Streifen 1 und 4 bezeichnen den Ausschuß und stellen Verluste (Negativkosten) dar.

Tafel 1 enthält die Zahlenwerte für das betrachtete Beispiel. Der Koordinatenursprung entspricht dabei dem Sollwert von 8 mm. Setzt man diese Werte in Gl. (12) ein, so erhält man als Bestimmungsgleichung für Δx_0

$$\begin{aligned}\varphi_0'(x) = &-24\left[e^{-0{,}5\left(\frac{\Delta x_0}{0{,}2}-3\right)^2} - e^{-0{,}5\left(\frac{\Delta x_0}{0{,}2}-4\right)^2}\right] + \\ &+20\left[e^{-0{,}5\left(\frac{\Delta x_0}{0{,}2}\right)^2} - e^{-0{,}5\left(\frac{\Delta x_0}{0{,}2}-3\right)^2}\right] + \\ &+10\left[e^{-0{,}5\left(\frac{\Delta x_0}{0{,}2}\right)^2} - e^{-0{,}5\left(\frac{\Delta x_0}{0{,}2}+3\right)^2}\right] - \\ &-24\left[e^{-0{,}5\left(\frac{\Delta x_0}{0{,}2}+3\right)^2} - e^{-0{,}5\left(\frac{\Delta x_0}{0{,}2}+4\right)^2}\right] = 0\,.\end{aligned} \tag{13}$$

Tafel 1. Zahlenwerte zum Beispiel

Toleranzstreifen		1	2	3	4
Kosten des Toleranzstreifens		−24	+20	+10	−24
Koordinaten der Grenzen der Toleranzstreifen	x_{iH}	− 1,4	0	0	+ 8,6
	x_{ik}	− 7,2	− 7,4	+ 8,6	+ 8,8

Die Lösung dieser transzendenten Gleichung führt auf

$$\Delta x_0 = 0{,}28 \text{ mm}\,. \tag{14}$$

Bei einer Verschiebung der Verteilungsdichtekurve $f(x)$ nach links um den Betrag $\Delta x_0 = 0{,}28$ mm (Bild 2, Kurve 2) arbeitet der Walzwerkprozeß optimal. Der Sollwert muß demnach auf 7,72 mm (das „Nominal-Optimum") eingestellt werden. Die Richtung der Verschiebung ergibt sich aus folgender Überlegung:

$$x_i + \Delta x_0 - m(x) = x_i - |m(x) - \Delta x_0|\,.$$

Bei einem Wert $\Delta x_0 > 0$ erfolgt eine Verschiebung nach links, bei $\Delta x_0 < 0$ nach rechts.

Die Größe von $\varphi(x) = \sum_{i=1}^{s} b_i p_i = 0{,}41$ ohne Berücksichtigung der Verschiebung Δx_0 ändert sich bei Berücksichtigung der Sollwertverschiebung auf

$$\varphi_0 = \sum_{i=1}^{s} b_i p_i = 0{,}78\,.$$

Durch die optimale Einstellung erhöht sich die Effektivität auf das 1,8fache.

Im betrachteten Beispiel sind die Kosten b_i eine diskrete Funktion $b(x)$. In diesem Fall gibt man die Intervalle der Größe x so vor, daß die Kosten im betrachteten Intervall konstant bleiben. Die Größe b_i ändert sich sprungartig beim Übergang zum nächsten Toleranzstreifen. Positive Kosten ($b_i > 0$) bezeichnen die Kosten von verschiedenen Güteklassen der brauchbaren Produkte, negative Kosten ($b_i < 0$) kennzeichnen Ausschußverluste, Stillstandszeiten usw. und entstehen durch eine falsch programmierte Prozeßsteuerung.

Bei der Ermittlung der „Negativkosten" ist zu beachten, daß nicht in allen Fällen der volle Betrag der Produktionskosten für den Ausschuß in das entsprechende Intervall der Größe x einzusetzen ist. Dies ist nur dann gerechtfertigt, wenn für die Ausschußware überhaupt keine Verwendung mehr besteht. In vielen Fällen kann jedoch die Ausschußware als Rohstoff u. ä. verwendet werden, und die angenommenen Kosten für die Ausschußproduktion müssen entsprechend korrigiert werden.

Andererseits gibt es Prozesse, in deren Verlauf schädliche Nebenprodukte entstehen (z. B. mit nachfolgender Verunreinigung der Luft oder der Flüsse) und für deren Beseitigung zusätzliche Aufwendungen notwendig sind. In diesem Fall vergrößern sich die Negativkosten entsprechend.

Beispiel 2:

Es wird die Anwendung der „Nominal-Optimum-Methode" zur optimalen Einstellung einer Drehmaschine betrachtet. Ausführlicher wird dieses Beispiel in [2] dargestellt. Die Untersuchung dient zur Ermittlung der optimalen Hauptabmessungen L und d des zu bearbeitenden Werkstückes, von denen hauptsächlich die Qualität des Fertigproduktes abhängt.

Die Sollwerte dieser Parameter und die zulässigen Toleranzen betragen

$$L = 7_0^{+0{,}46} \quad \text{und} \quad d = 5{,}5_{-0{,}16}^{0}\,.$$

Eine Untersuchung einer Probe von 150 Werkstücken ergab eine unsymmetrische Verteilungsdichtefunktion für die Abweichungen vom Sollwert. Zur Beschreibung der Vertei-

lungsdichtefunktion wird die Gram-Charliersche Reihe benutzt.

$$\varphi(L) = \mathrm{f}(L)\, P(L) \quad \text{und} \quad \varphi(d) = \mathrm{f}(d)\, P(d)\,, \tag{15}$$

$\mathrm{f}(L)$ und $\mathrm{f}(d)$ bezeichnen Normalverteilungsdichtefunktionen, während $P(L)$ und $P(d)$ Polynome von höchstens vierter Ordnung darstellen.

$$P(L) = a_0 + a_1 L + a_2 L^2 + a_3 L^3 + a_4 L^4\,, \tag{16}$$

$$P(d) = c_0 + c_1 d + c_2 d^2 + c_3 d^3 + c_4 d^4\,. \tag{17}$$

Die Polynomkoeffizienten werden durch das dritte und vierte Moment der Verteilungsdichtefunktion s_k und ε_k bestimmt.

$$a_0 = 1 + \frac{1}{3}\varepsilon_{KL};\quad a_1 = -\frac{1}{2}S_{KL};\quad a_2 = -\frac{1}{4}\varepsilon_{KL};$$

$$a_3 = +\frac{1}{6}S_{KL};\quad a_4 = \frac{1}{24}\varepsilon_{KL}\,.$$

Für die Koeffizienten c_0 bis c_4 gelten die gleichen Werte. Die Zahlenwerte aller Koeffizienten wurden aus dem statistischen Ausgangsmaterial ermittelt und beschreiben den Verlauf der Verteilungsdichtefunktion.

$$\left.\begin{aligned}\Phi(L) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,0{,}31}\, e^{-\frac{(L-7{,}3)^2}{2\cdot 0{,}31^2}}\,(1{,}322 + 0{,}1842 - \\ &\quad - 0{,}644\,L^2 - 0{,}0615\,L^3 + 0{,}10734\,L^4)\,,\\ \Phi(d) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,0{,}089}\, e^{-\frac{(d-5{,}45)^2}{2\cdot 0{,}089^2}}\,(1{,}317 - 0{,}814\,d - \\ &\quad - 0{,}636\,d^2 + 0{,}271\,d^3 + 0{,}1057\,d^4)\,,\end{aligned}\right\} \tag{18}$$

mit $m(L) = 7{,}3$; $\sigma(L) = 0{,}31$; $m(d) = 5{,}45$; $\sigma(d) = 0{,}089$.

Die Optimierungsaufgabe lautet: Um wieviel und in welcher Richtung müssen die Sollwerte für L und d verändert werden, um eine minimale Ausschußquote zu erzielen?

Zur Lösung dieser Aufgabe wurde das Feld der Kostenparameter L und d auf der Grundlage der Produktions- und Ausschußkosten bestimmt.

Der gesamte Änderungsbereich der Parameter wurde in drei Streifen eingeteilt: Spalte 1 und 3 entsprechend Ausschuß in Richtung Untermaß und Übermaß und damit „Negativkosten". Spalte 2 entspricht der brauchbaren Produktion. Ähnlich ist auch der Bereich von d in drei Streifen eingeteilt.

Tafel 2. Zahlenwerte der Streifen

Streifen		1	2	3
L	L_{iH} L_{ik}	-3 $-0{,}968$	$-0{,}968$ $0{,}194$	$0{,}194$ 3
		$b_1 = -10$	$b_2 = 105$	$b_3 = -35$
	d_{iH} d_{ik}	-9 $-1{,}235$	$-1{,}235$ $0{,}565$	$0{,}565$ 4
		$b_1 = -2$	$b_2 = 123$	$b_3 = -25$

Die Zahlenwerte in Tafel 2 sind normiert dargestellt, d. h.

$$L_i = \frac{L - m(L)}{\sigma(L)} \quad \text{und} \quad d_i = \frac{d - m(d)}{\sigma(d)}\,.$$

Da die Größen L und d nur schwach korreliert sind ($K \approx \approx 0{,}021$), zerfällt die zweidimensionale Optimierungsaufgabe in zwei eindimensionale Aufgaben:

$$\varphi_0(L) = \sum_{i=1}^{s} b\, L_i \int_{L_{iH}}^{L_{ik}} \Phi\,(L + \Delta L_0)\,\mathrm{d}L\,, \tag{19}$$

$$\varphi_0(d) = \sum_{i=1}^{s} b\, d_i \int_{d_{iH}}^{d_{ik}} \Phi\,(d + \Delta d_0)\,\mathrm{d}d\,. \tag{20}$$

Zur Bestimmung der optimalen Werte ΔL_0 und Δd_0 müssen die beiden unabhängigen Gleichungen

$$\varphi_0'(L) = 0 \quad \text{und} \quad \varphi_0'(d) = 0\,, \tag{21}$$

gelöst werden.

Nach Einsetzen aller notwendigen Angaben in diese Gleichungen (der Ausdrücke für die $P(L)$ und $P(d)$ und der Koeffizienten L_i, a_i, b_i aus Tafel 2) erhält man folgende Ergebnisse:

$$\Delta L_{\mathrm{opt}} = \Delta L_0\, \sigma(L) = 0{,}3 \cdot 0{,}31 = 0{,}093 \text{ mm}\,,$$

$$\Delta d_{\mathrm{opt}} = \Delta d_0\, \sigma(d) = 0{,}25 \cdot 0{,}089 = 0{,}022 \text{ mm}\,.$$

Die optimale Einstellung der Sollwerte für die Drehbank lautet also:

$$L_{\mathrm{opt}} = m(L) - \Delta L_{\mathrm{opt}} = 7{,}3 - 0{,}093 \approx 7{,}2 \text{ mm}\,,$$

$$d_{\mathrm{opt}} = m(d) - \Delta d_{\mathrm{opt}} = 5{,}45 - 0{,}022 \approx 5{,}43 \text{ mm}\,.$$

Die Ausschußquote wird dadurch, wie praktisch überprüft, bei dem Parameter L um 23% und beim Parameter d um 17% gesenkt.

Die Wahrscheinlichkeit der Produktion verwendbarer Werkstücke stieg dabei von $P = 0{,}574$ vor der Optimierung auf $P = 0{,}656$ nach der Optimierung, also um 8 %.

Die „Nominal-Optimum"-Methode ermöglicht, wie gezeigt wurde, ohne Durchführung eines aktiven Experiments, allein auf Grund der in jedem modernen Betrieb vorhandenen statistischen Daten über die Güte der Produktion, die Verteilung der zufälligen Fehler und der Produktionskosten einen beachtlichen ökonomischen Gewinn ohne wesentliche zusätzliche Aufwendungen zu erzielen.

In komplizierten Fällen erhält man bei diesen Untersuchungen kompliziertere Gleichungssysteme, deren Lösung jedoch mit modernen Datenverarbeitungsanlagen möglich ist.

Eine ausführliche Darstellung dieser Methode und ihrer Anwendung enthält die Arbeit [3].

Literatur

[1] *Svečarnik, D. W.:* Die Aufgabe der Optimierung des Nominals in der Wahrscheinlichkeitsrechnung (in russ.). Arbeiten des Instituts für Maschinenwesen der Akademie der Wissenschaften der UdSSR. Band 10 (1967).

[2] *Nalčadžjan, T. A.:* Dissertation. Jerewaner Polytechnisches Institut 1968.

[3] *Gorelowa, G. W., W. W. Zdor* und *D. W. Svečarnik:* Die Methode der „Optimierung des Nominals" und ihre Anwendung. Moskau: Verlag Energijá (in Vorbereitung).

msr 3532

Anschrift der Verfasser:

D. W. Swetscharnik und *O. S. Arutjunow*, Dr., Wissenschaftlicher Verein der Meßgeräteindustrie – VNITOPRIBOR –, Moskau/UdSSR, Uliza Volhonka 5.

M. KRAUSS

Zum Problem der Signalabtastung unter dem Aspekt der Informationstheorie

IA 1.1.6.1

Problemstellung[1])

Die in der Literatur als Satz von *Kotelnikow*, Abtast- oder Samplingtheorem bzw. Probensatz bekannte Relation zwischen der Abtastzeit t_A (äquidistanter Abstand der Probenwerte) und der Signalbandbreite (Systembandbreite) f_g stellt eines der bedeutendsten Ergebnisse der Theorie der Signale und Systeme dar [1] bis [10]:

$$t_A = \frac{1}{2 f_g}. \tag{1}$$

Im folgenden soll untersucht werden, inwieweit dieses Theorem bei der Übertragung kontinuierlicher Information über gestörte lineare Systeme anwendbar ist, wenn die Betrachtungen unter dem Aspekt der Informationstheorie geführt werden. Bekanntlich wird bei der klassischen Ableitung von Gl. (1) die Theorie der ganzen Funktionen zugrunde gelegt.

Es soll im weiteren der allgemeine Fall dargestellt werden, daß keine Bandbegrenzung der Signale vorliegt und sich der Frequenzbereich praktisch über $0 \leq \omega \leq \infty$ erstreckt. Im Bild 1 ist das aus der Problemstellung abgeleitete und verwendete Modell dargestellt.

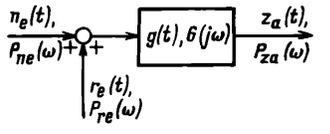


Bild 1. Den Betrachtungen zugrunde gelegtes Informationsübertragungssystem mit dem zu übertragenen Nutzsignal $n_e(t)$, Störungen $r_e(t)$ sowie Ausgangsgesamtsignal $z_a(t)$

1. Ableitung eines verallgemeinerten Abtasttheorems aus informationstheoretischer Sicht

1.1. Transinformation

Ausgehend von der Shannonschen Theorie wird ein System, allgemein Übertragungskanal genannt, als Informationsübertragungssystem aufgefaßt. Um eine optimale Übertragung kontinuierlicher Information über gestörte lineare Systeme vornehmen zu können, werden in [10] die Verhältnisse unter den Aspekten der Informationstheorie untersucht. Dabei wird angenommen, daß Nutzsignal $n_e(t)$ und Störsignal $r_e(t)$ Gauß-Verteilung besitzen. Es werden allgemein für einen beliebigen Übertragungskanal mit dem Frequenzgang $G(\mathrm{j}\,\omega)$ die Entropieverhältnisse abgeleitet, also Quellenentropie $H(n_e)$, Ausgangsentropie $H(z_a)$, Irrelevanz $H(z_a/n_e)$, Gesamtentropie $H(n_e, z_a)$, Äquivokation $H(n_e/z_a)$ und insbesondere die tatsächlich bei der Nachrichtenübertragung übermittelte Information, die Transinformation $H(n_e; z_a)$.

Bekanntlich stellt die Transinformation $H(n_e, \tau; z_a)$ allgemein die Information dar, die im Ausgangsgesamtsignal $z_a(t)$ bezüglich des Eingangsnutzsignals $n_e(t, \tau)$ bei einem vorgegebenen Übertragungssystem enthalten ist. Bezeichnet man mit

$$\varrho_{n_e z_a}(\tau) = \frac{\overline{n_e(t)\, z_a\,(t+\tau)}}{\sqrt{\overline{n_e^2(t)}\;\overline{z_a^2(t)}}}, \tag{2}$$

die normierte Korrelationsfunktion, so erhält man für die Transinformation die allgemeine Beziehung [10] und [12]

$$H(n_e, \tau_{\mathrm{opt}}; z_a) = \frac{1}{2}\,\mathrm{ld}\,\frac{1}{1 - \varrho^2_{n_e z_a}(\tau_{\mathrm{opt}})}. \tag{3}$$

Offenbar nutzt man den Wert der über ein System übertragbaren Information nach Gl. (3) nur im Fall einer Korrelationsanalyse aus, insbesondere durch Bestimmen des Maximalwertes bei $\tau = \tau_{\mathrm{opt}}$ der Kreuzkorrelationsfunktion. Die Information, die aus dem Ausgangssignal bezüglich des Eingangsnutzsignals entnommen wird, ist also von der Auswertung entscheidend abhängig. Eine vorgenommene Korrelationsanalyse zur Ermittlung der auswertbaren Information wird nach [6] und [10] „Dekodierung mit Gedächtnis" genannt. Da der Wert der übertragbaren Information für ein gegebenes System bekannt bzw. berechenbar ist [Gl. (3)], können Abschätzungen getroffen werden, ob ein größerer technischer Aufwand bei der Auswertung (Korrelationsanalyse) eine merkliche Erhöhung des auswertbaren Informationsbetrages ergibt. Der Wert nach Gl. (3) kann jedoch nicht überschritten werden; denn dann sind für das gegebene System übertragene und ausgewertete Information identisch.

Für den Fall $\varrho_{n_e z_a} = 1$, d. h. strenge funktionale Abhängigkeit zwischen dem Ausgangsgesamtsignal und dem Eingangsnutzsignal, ist die übertragene Information unendlich groß, was auch physikalisch anschaulich erscheint. Bei verschwindender Abhängigkeit besteht das Ausgangssignal nur aus dem Störsignal, es wird folglich keine Information von der Quelle zum Empfänger übertragen.

Die Forderung nach maximaler Transinformation führt zum Ergebnis [9] und [10]:

$$H(n_e; z_a)_{\max} = \frac{1}{2}\,\mathrm{ld}\,\frac{\int_0^\infty P_{n_e}(\omega)\,\mathrm{d}\omega}{\int_0^\infty \frac{P_{n_e}(\omega)\,P_{r_e}(\omega)}{P_{n_e}(\omega) + P_{r_e}(\omega)}\,\mathrm{d}\omega}. \tag{4}$$

Dabei ist fehlende Korrelation der Eingangssignale $n_e(t)$, $r_e(t)$ sowie Gauß-Verteilung vorausgesetzt, ferner stellen $P_{n_e}(\omega)$ und $P_{r_e}(\omega)$ die spektralen Leistungsdichten der Signale dar.

1.2. Kanalkapazität

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit eines Übertragungskanals wird die Transinformation auf eine Zeiteinheit bezogen, wobei sich bekanntlich der Transinformationsfluß $I(x; y)$ bzw. dessen Maximalwert, die Kanalkapazität C_t, er-

[1]) Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationsverarbeitung (Sektionsdirektor: Prof. Dr.-Ing. habil. *E.-G. Woschni*).

gibt [3] bis [6], [8] und [10] bis [14]. Der Transinformationsfluß entspricht der mittleren je s übertragbaren Information.

In der Literatur wird von verschiedenen Autoren der Maximalwert des Transinformationsflusses ermittelt. Während meist nur der Fall fehlender Korrelation der Eingangssignale betrachtet wird, gibt *Pinsker* [15] für die Kanalkapazität bei Voraussetzung von Gauß-Verteilung der Signale $x(t)$, $y(t)$ die allgemeingültige Gleichung an

$$C_t = -\frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{ld}\,[1-\varrho_{xy}^2(\omega)]\,\mathrm{d}\omega\,, \tag{5}$$

wobei

$$\varrho_{xy}^2(\omega) = \frac{|S_{xy}(\omega)|^2}{S_x(\omega)\,S_y(\omega)} \tag{6}$$

zu setzen ist und $S_{xy}(\omega)$ das Kreuzleistungsspektrum, $S_x(\omega)$ bzw. $S_y(\omega)$ die Leistungsspektren (mathematischer Frequenzbereich) der zugrunde gelegten Signale darstellen. Für den hier zu untersuchenden Fall ergibt sich analog Gl. (5)

$$C_t = -\frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{ld}\,[1-\varrho_{n_e z_a}^2(\omega)]\,\mathrm{d}\omega\,, \tag{7}$$

bzw.

$$\varrho_{n_e z_a}^2(\omega) = \frac{|S_{n_e z_a}(\omega)|^2}{S_{n_e}(\omega)\,S_{z_a}(\omega)}\,. \tag{8}$$

Damit lassen sich die Berechnungen der Kanalkapazität unmittelbar durchführen. Gleichung (7) kann jedoch für den meist vorliegenden Fall fehlender Korrelation der Eingangssignale vereinfacht werden. Mit

$$\left.\begin{aligned} S_{n_e z_a}(\omega) &= S_{n_e n_a}(\omega)\,,\\ S_{n_e n_a}(\omega) &= S_{n_e}(\omega)\,G(\mathrm{j}\,\omega)\,,\\ S_{z_a}(\omega) &= |G(\mathrm{j}\,\omega)|^2\,[S_{n_e}(\omega)+S_{r_e}(\omega)]\,, \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

erhält man

$$C_t = \frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{ld}\left[1+\frac{S_{n_e}(\omega)}{S_{r_e}(\omega)}\right]\mathrm{d}\omega \tag{10}$$

bzw. die bekannte Relation [4] und [11] bis [14]:

$$C_t = \frac{1}{2\pi}\int_{0}^{\infty} \mathrm{ld}\left[1+\frac{P_{n_e}(\omega)}{P_{r_e}^{\mathfrak{w}}(\omega)}\right]\mathrm{d}\omega\,. \tag{11}$$

1.3. Übertragungszeit und erforderliche Abtastzeit

Bei den Annahmen konstanter Leistungsspektren (weißes Rauschen) $P_{n_{e_0}}$, $P_{r_{e_0}}$ im Frequenzbereich $0 \le \omega \le \omega_g$ und eines idealen Tiefpasses als Übertragungssystem mit der Grenzfrequenz ω_g folgt für die Kanalkapazität

$$C_t = f_g\,\mathrm{ld}\left[1+\frac{P_{n_{e_0}}}{P_{r_{e_0}}}\right] \tag{12}$$

bzw. mit

$$P_{n_{e_0}}\,\omega_g = \overline{n_e^2(t)}\,, \qquad P_{r_{e_0}}\,\omega_g = \overline{r_e^2(t)}\,, \tag{13}$$

die oftmals als Shannonsche Gleichung bezeichnete Beziehung

$$C_t = f_g\,\mathrm{ld}\left[1+\frac{\overline{n_e^2(t)}}{\overline{r_e^2(t)}}\right]. \tag{14}$$

f_g Bandbreite des Tiefpasses, $\overline{n_e^2(t)}$, $\overline{r_e^2(t)}$ mittlere Leistungen der Signale.

Ebenso läßt sich für die konstanten Leistungsspektren die maximal übertragbare Information ermitteln. Man erhält mit den Gln. (4) und (13)

$$H(n_e; z_a)_{\max} = \frac{1}{2}\,\mathrm{ld}\left[1+\frac{\overline{n_e^2(t)}}{\overline{r_e^2(t)}}\right]. \tag{15}$$

Dann kann, wenn die maximal übertragbare Information $H(n_e; z_a)_{\max}$ (Transinformation, Dimension: bit) sowie die maximal je s übertragbare Information C_t (Kanalkapazität, Dimension: bit/s) bekannt sind, die Zeit $t_{ü}$ ermittelt werden, die für die Übertragung von $H(n_e; z_a)_{\max}$ nach Gl. (15) erforderlich ist:

$$C_t\,t_{ü} = H(n_e; z_a)_{\max}\,, \tag{16}$$

bzw.

$$t_{ü} = \frac{H(n_e; z_a)_{\max}}{C_t}\,. \tag{17}$$

Demnach erhält man für das spezielle Beispiel konstanter Leistungsdichten im Frequenzbereich $0 \le f \le f_g$

$$t_{ü} = \frac{1}{2f_g}\,. \tag{18}$$

Die Gl. (11) bzw. der hiervon abgeleitete Sonderfall, Gl. (14), legen die theoretische Grenze der Übertragungsgeschwindigkeit bei vorgegebenen Eingangssignalen fest. Folglich können für den speziellen Fall konstanter Leistungsdichten während der Zeit $t_{ü}$ über den Kanal maximal an Informationen in bit übertragen werden:

$$t_{ü}\,C_t = \frac{1}{2}\,\mathrm{ld}\left[1+\frac{\overline{n_e^2(t)}}{\overline{r_e^2(t)}}\right]. \tag{19}$$

Da dies nach Voraussetzung der maximalen Transinformation entspricht, sind folglich im optimalen Fall $1/t_{ü}$ einzelne Meßwerte je Zeiteinheit im Mittel feststellbar. Demnach wäre es ausreichend, jeweils in äquidistanten Abständen $t_{ü}$ den Signalwert von $z_a(t)$ zu bestimmen und nicht den gesamten Signalverlauf zu analysieren. Also müßte während der Zeit $t_{ü}$ das Signal mindestens einmal abgetastet werden, um einen Informationsverlust zu vermeiden. Diese Feststellung ist z. B. wichtig im Fall einer Analog/Digital-Umsetzung und Weiterverarbeitung auf einem Digitalrechner. Eine Verkürzung der Abtastzeit würde keine Erhöhung der maximalen Transinformation bedeuten.

Zwischen der erforderlichen Abtastzeit t_A und der Übertragungszeit $t_{ü}$ muß folglich die Relation bestehen

$$t_A \le t_{ü}\,, \tag{20}$$

bzw. mit Gl. (18)

$$t_A \le \frac{1}{2f_g}\,. \tag{21}$$

Dieser Zusammenhang stimmt mit Gl. (1) überein. Gleichung (17) gilt auch allgemein. Demnach erhält man bei fehlender

Korrelation der Eingangssignale

$$t_{ü} = \pi \frac{\operatorname{ld} \dfrac{\int_0^\infty P_{n_e}(\omega)\,\mathrm{d}\omega}{\int_0^\infty \dfrac{P_{n_e}(\omega)\,P_{r_e}(\omega)}{P_{n_e}(\omega)+P_{r_e}(\omega)}\,\mathrm{d}\omega}}{\int_0^\infty \operatorname{ld}\left[1+\dfrac{P_{n_e}(\omega)}{P_{r_e}(\omega)}\right]\mathrm{d}\omega} \tag{22}$$

bzw. für die erforderliche Abtastzeit

$$t_A \leq \pi \frac{\operatorname{ld} \dfrac{\int_0^\infty P_{n_e}(\omega)\,\mathrm{d}\omega}{\int_0^\infty \dfrac{P_{n_e}(\omega)\,P_{r_e}(\omega)}{P_{n_e}(\omega)+P_{r_e}(\omega)}\,\mathrm{d}\omega}}{\int_0^\infty \operatorname{ld}\left[1+\dfrac{P_{n_e}(\omega)}{P_{r_e}(\omega)}\right]\mathrm{d}\omega}. \tag{23}$$

Damit wird physikalisch-anschaulich die erforderliche Abtastzeit t_A vom Signal-Rausch-Abstand bzw. vom Nutz- und Störsignal abhängig. Bei großen Signal/Rausch-Verhältnissen wird t_A geringer sein als bei kleinen Signal/Rausch-Verhältnissen, da die Transinformation kleiner ist. Bei verschwindend kleinem Störsignal ist die Information, die im Ausgangsgesamtsignal bezüglich des Eingangsnutzsignals enthalten ist, groß, gleichfalls die in der Zeit $t_{ü}$ übermittelte Information. Um keinen Informationsverlust zu erleiden, wird demnach eine sehr kleine Abtastzeit erforderlich sein, wobei im Grenzfall die Abtastzeit $t_A \to 0$ verlaufen muß. Also wird die übertragene Information, die in diesem Fall mit der Quellenentropie identisch ist, unendlich groß, was auch zu erwarten war.

2. Beispiel

Es werden die spektralen Leistungsdichten der Systemeingangssignale vorgegeben

$$\left.\begin{aligned} P_{n_e}(\omega) &= P_{n_{e0}} \frac{1}{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}, \\ P_{r_e}(\omega) &= P_{r_{e0}}. \end{aligned}\right\} \tag{24}$$

Zu ermitteln sind die erforderlichen Abtastzeiten nach Gl. (23). Man erhält

$$t_A \leq \frac{1}{2 \log \mathrm{e}\, \omega_0} \frac{\log\left[1+\dfrac{P_{n_{e0}}}{P_{r_{e0}}}\right]}{\left[\sqrt{1+\dfrac{P_{n_{e0}}}{P_{r_{e0}}}}-1\right]}. \tag{25}$$

Wie aus Bild 2 ersichtlich ist, ergeben sich die erwarteten Abhängigkeiten. Mit steigendem $P_{n_{e0}}/P_{r_{e0}}$ (spektrales Nutz/Rausch-Verhältnis bei $\omega = 0$) sinkt die erforderliche Abtastzeit, insbesondere folgt für

$$P_{n_{e0}}/P_{r_{e0}} \to \infty; \qquad t_A \to 0.$$

Bei kleinen Verhältnissen $P_{n_{e0}}/P_{r_{e0}}$ gilt näherungsweise (Bild 2):

$$t_A \leq \frac{1}{\omega_0}. \tag{26}$$

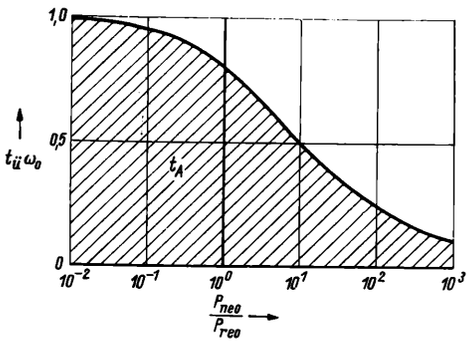


Bild 2. Übertragungszeit $t_{ü}$ und erforderliche Abtastzeit t_A (schraffierter Bereich) als Funktion von $P_{n_{e0}}/P_{n_{e0}}$

Der Bereich für die erforderliche Abtastzeit ist im Bild 2 schraffiert dargestellt.

Zusammenfassung

Im Sinne der Shannonschen Theorie wird ein System (Kanal) als Informationsübertragungssystem aufgefaßt. Es werden Transinformation (Dimension:bit) und Kanalkapazität (Maximalwert des Transinformationsflusses; Dimension: bit/s) angegeben für den Fall der Übertragung kontinuierlicher Information über lineare analoge Kanäle, wobei fehlende Korrelation und Gauß-Verteilung der Eingangssignale vorausgesetzt werden. Da die maximale Transinformation sowie der maximale Transinformationsfluß bekannt sind, läßt sich die Zeit ermitteln, die für die Übertragung der maximalen Transinformation erforderlich ist. Dadurch kann berechnet werden, in welchem Zeitabstand ein Signalwert vom Gesamtausgangssignal $z_a(t)$ zu ermitteln bzw. im Fall einer Analog/Digital-Umsetzung und Weiterverarbeitung auf einem Digitalrechner abzutasten ist, wenn kein Informationsverlust auftreten soll. Die Verhältnisse werden abschließend an einem Beispiel erläutert.

Literatur

[1] *Kotelnikow, W. A.:* Über die Durchlaßfähigkeit von „EFIRA" und Leiter in der elektrischen Übertragung. Energetisches Unionskomitee. Materialien zum I. Allunionskongreß über Fragen der technischen Rekonstruktion der Nachrichtenverbindungen und Entwicklung der Schwachstromtechnik (1933).

[2] *Goldman, S.:* Informationstheorie. IL 1957.

[3] *Shannon, C. E.,* and *W. Weaver:* The Mathematical Theorie of Communication. University of Illinois Press, Urbana 1949.

[4] *Woschni, E.-G.:* Meßdynamik, eine Einführung in die Theorie dynamischer Messungen. Leipzig: Hirzel-Verlag 1964.

[5] *Woschni, E.-G.:* Information und Automatisierung. REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK. Berlin: VEB Verlag Technik 1970.

[6] *Woschni, E.-G.:* Anwendung der Informationstheorie und Systemtheorie in der Meßtechnik. Acta IMEKO 1967 und msr **10** (1967) H. 12, S. 455–460.

[7] *Churkin, J. I., C. P. Jakowlew* und *G. Wunsch:* Theorie und Anwendung der Signalabtastung. Berlin: VEB Verlag Technik 1969.

[8] *Fey, P.:* Informationstheorie. Berlin: Akademie-Verlag 1963.

[9] *Krauß, M.:* Beitrag zur Theorie der Optimierung gestörter linearer Übertragungskanäle unter Berücksichtigung der optimalen Informationsübertragung. Dissertation, TH Karl-Marx Stadt 1967.

[10] *Krauß, M.:* Zu einigen Problemen der Übertragung kontinuierlicher Information über gestörte lineare Systeme. Habilitationsschrift. TH Karl-Marx-Stadt 1970.

[11] *Fano, R. M.:* Informationsübertragung. München/Wien: Verlag R. Oldenbourg 1966.

[12] *Herold, H.:* Beitrag zur informationstheoretischen Beschreibung stationärer stochastischer Signale mit Ausblick auf die Beschreibung der Informationsübertragung über lineare Systeme. Dissertation. TH Karl-Marx-Stadt 1966.

[13] *Woschni, E.-G.:* Erhöhung des Nachrichtenflusses in verrauschten Kanälen in informationstheoretischer Sicht. Nachrichtentechnik **15** (1965) H. 4, S. 121–125.

[14] *Woschni, E.-G.:* Informationstheoretische Betrachtungen über den Nachrichtenfluß und die Kanalkapazität in der Meßtechnik. Wiss. Z. d. TH Karl-Marx-Stadt **5** (1963) H. 1, S. 35–44.

[15] *Pinsker, M. S.:* Die Größe der Information in einem zufälligen Gaußschen Prozeß, der in einem zweiten Prozeß enthalten ist, welcher mit dem ersten stationär verbunden ist. Berichte der Akademie der Wissenschaften der UdSSR **98** (1954) S. 213–216.

msr 3582

Anschrift des Verfassers:

M. Krauß, Doz. Dr.-Ing. habil., TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationsverarbeitung, 90 Karl-Marx-Stadt, Postschließfach 964.

H. OPITZ und M. WECK

Anwendung der Systemtheorie für regellose Vorgänge bei dynamischen Untersuchungen von Werkzeugmaschinen

IA 5.6.2.1

Einleitung[1])

Seit einigen Jahren sind umfassende Untersuchungen darüber angestellt worden, Ratterschwingungen an spanenden Werkzeugmaschinen zu vermeiden oder die maximal mögliche Spantiefe theoretisch vorherbestimmen zu können.

Die theoretischen Beziehungen sind bekannt [1] bis [3], jedoch ist die Übereinstimmung zwischen theoretischen Stabilitätskarten und experimentell ausgeführten Rattertests in vielen Fällen unzureichend. Die entscheidende Ursache hierfür ist in der Tatsache zu sehen, daß das dynamische Nachgiebigkeitsverhalten der stillstehenden Maschine von dem der arbeitenden Maschine beträchtlich abweichen kann.

Durch Anwendung der Systemanalyse mit stochastischen Signalen wurde es erstmals möglich, die Maschine unter natürlichen Arbeitsbedingungen zu untersuchen. Von den zwei möglichen Verfahren (Korrelationsverfahren und Spektraldichteverfahren) wurde die Spektraldichtemessung gewählt, weil aus den Ergebnissen direkt der für die Rattergrenzbestimmung erforderliche Systemfrequenzgang berechnet werden kann.

Die regellosen Systemein- und -ausgangssignale (Bild 1) werden hierbei für die Systemanalyse ausgewertet.

Als ein bedeutendes Anwendungsgebiet dieser Spektraldichtemessung hat sich die Bestimmung des dynamischen Nachgiebigkeitsverhaltens von spanenden Werkzeugmaschinen unter Arbeitsbedingungen herausgeschält, wie die folgenden Betrachtungen zeigen [4] und [5].

Bisher wurden diese dynamischen Maschinenuntersuchungen während des Stillstandes der Maschine mit Erregerversuchen durchgeführt, wobei sinusförmige Kraftsignale in dem interessierenden Frequenzbereich zwischen Werkstück und Werkzeug aufgebracht wurden. Diese Messungen konnten aus meßtechnischen Gründen nicht im normalen Betriebszustand durchgeführt werden, so daß die Betriebsparameter (Vorspannung, Vorspannungsrichtung, Vorschubgeschwindigkeit usw.), die — wie in diesem Abschnitt noch gezeigt wird — Einfluß auf das dynamische Verhalten ausüben, natürlich nicht einzuhalten waren.

Die Anwendung der Systemanalyse mit stochastischen Signalen überwindet diese meßtechnischen Einschränkungen, indem die Maschine während der Messung sämtliche zur Bearbeitung eines Werkstückes erforderlichen Bewegungen ausführen kann. Hierdurch wird eine dynamische Untersuchung unter Arbeitsbedingungen möglich.

1. Erzeugung der Kraftsignale

Zur Erzeugung der regellosen Systemeingangssignale — hier der Kraftsignale — stehen drei Möglichkeiten zur Verfügung, die auch in gemischter Form Anwendung finden können.

[1]) Nach einem Vortrag, der auf dem 5. Wissenschaftlichen Kongreß der KDT — der am 26. und 27. Februar 1970 in Leipzig stattfand — gehalten wurde.
Mitteilung aus dem Laboratorium für Werkzeugmaschinen und Betriebslehre der Technischen Hochschule Aachen.

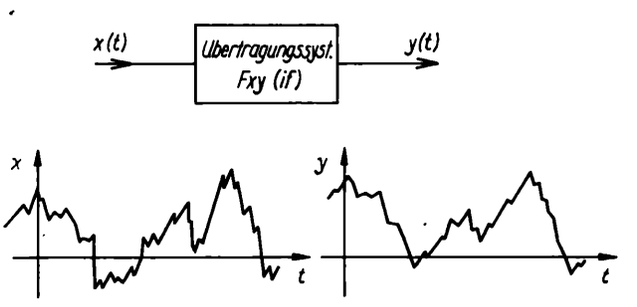


Bild 1. Regellose Systemein- und Systemausgangssignale

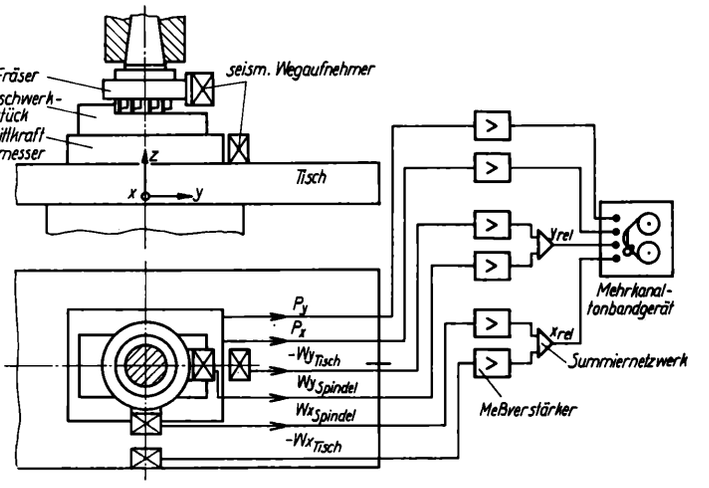


Bild 2. Gerätebild zur Aufnahme der Schnittkraft- und Relativbewegungssignale

1. Ausnutzung der regellosen Schnittkraft bei der Zerspanung eines besonderen Rauschwerkstückes.
2. Erzeugung regelloser Schnittkraftsignale durch stochastische Spandickenänderung (hervorgerufen durch zusätzliche Werkzeugbewegung).
3. Seismische Erregung. Die Vorspannung der Maschinenelemente wird hierbei durch einen normalen Zerspanungsprozeß oder durch Verspannungseinrichtungen aufgebracht.

2. Kraftsignale aus dem Schnittprozeß

Aus einer umfangreichen Versuchsreihe, in der Messungen an einer mittleren Vertikalfräsmaschine durchgeführt wurden, seien hier zwei Ergebnisse aufgeführt; dabei werden die aus den dynamischen Untersuchungen resultierenden, theoretischen Stabilitätskarten den Ergebnissen experimenteller Rattertests gegenübergestellt. Zuvor sollen jedoch der Versuchsaufbau und die Versuchsauswertung kurz beschrieben werden.

Bild 2 zeigt schematisch den Geräteaufbau für die Signalaufnahme. Das Werkstück ist auf einem Schnittkraftmesser

befestigt, der die bei der Zerspanung auftretenden Schnittkräfte mißt; diese werden dann in Form von elektrischen Spannungssignalen auf Magnetband gespeichert. Die Systemausgangssignale sind die Relativbewegungen zwischen Frässpindel und Tisch. Die absoluten dynamischen Verlagerungen der Frässpindel und des Tisches werden mit Hilfe von seismischen Wegaufnehmern aufgenommen. Zur Bestimmung der Relativbewegung werden diese Signale für jede Koordinate einem Summiernetzwerk zugeführt, bevor sie ebenfalls auf dem Magnetband registriert werden.

Gewöhnlich genügen Aufnahmezeiten von 15 bis 20 s je Test. Die Auswertung wird dann in einem gesonderten Abschnitt durchgeführt. Hierfür braucht die Maschine nicht mehr bereit zu stehen.

Bild 3 zeigt den gesamten Datenfluß, der für die Auswertung der stochastischen Signale erforderlich ist. Für das links unten im Bild dargestellte gekoppelte System mit zwei Freiheitsgraden sind z. B. fünf Signalkombinationen für jede Frequenz zu analysieren. Die nach jedem Bandumlauf bereitstehenden Daten werden über einen Analog/Digital-Wandler in Lochstreifen gestanzt, wie dies aus Bild 3 zu ersehen ist. Falls erforderlich, können die Daten mit Hilfe eines Fernschreibers in Klartext ausgedruckt werden.

Für die endgültige Berechnung der Frequenzgänge aus den gemessenen Spektren ist noch eine Reihe von Korrekturrechnungen notwendig, die wegen der komplexen Zahlen zweckmäßigerweise mit einem Digitalrechner durchgeführt werden. Von den untersuchten Betriebsparametern: Vorspannung, Vorspannungsrichtung und Vorschubgeschwindigkeit, die bei der Versuchsreihe variiert wurden, beeinflußten Vorschubgeschwindigkeit und Vorspannungsrichtung das dynamische Verhalten am stärksten. Im Bild 4 sind die Nachgiebigkeitsortskurven für ein repräsentatives Beispiel dargestellt. Bei den Ergebnissen auf Bild 4 handelt es sich um einen Gleichlauffräsprozeß mit 80 mm/min Vorschub.

Auf Grund dieser unter Arbeitsbedingungen gemessenen Nachgiebigkeitsortskurven wurden nun die theoretischen Stabilitätskarten (Grenzspannungstiefe: a über Spindeldrehzahl: n) berechnet. Das Ergebnis für die beschriebenen Nachgiebigkeitsuntersuchungen ist im Bild 5 dargestellt. Die untere, dickausgezogene Kurve repräsentiert die theoretische Stabilitätsgrenze zwischen ratterndem und ratterfreiem Fräsprozeß. Ebenfalls wurden die Meßergebnisse von experimentellen Ratterversuchen eingetragen. Diese Rattertests wurden soweit wie möglich unter den gleichen Arbeitsbedingungen durchgeführt, wie sie bei den Fräsvorgängen zur dynamischen Meßwertaufnahme für die Systemanalyse gewählt wurden.

Die Berechnung der Stabilitätskarten geschieht mit Hilfe eines Digitalrechnerprogramms, das prinzipiell nach dem Nyquist-Kriterium arbeitet. Die hierfür erforderliche Linearisierung des dynamischen Übertragungsverhaltens der Maschine im Arbeitspunkt wird durch die Spektraldichteanalyse optimal verwirklicht. Der Analysator mißt grundsätzlich nur den linearen Teil der Abhängigkeit zwischen den Signalen und ermittelt somit eine optimale lineare Näherung.

Das ist wohl der Grund dafür, daß die theoretischen und experimentellen Rattergrenzen in so zufriedenstellender Weise übereinstimmen, wie es im Bild 5 verdeutlicht wird. So findet man auf Bild 5 die errechnete untere Stabilitätsgrenze von 2,5 mm durch die praktischen Ratterversuche ebenso bestätigt wie die theoretische Ratterfrequenz von etwa 52 Hz, die einer Tischeigenschwingung in y-Richtung zuzuordnen ist.

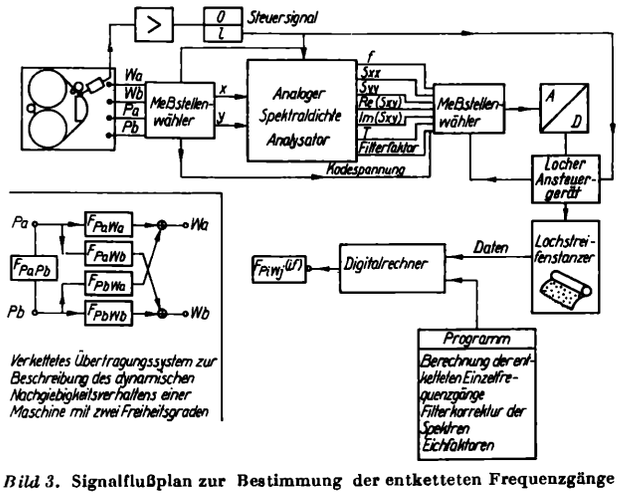


Bild 3. Signalflußplan zur Bestimmung der entketteten Frequenzgänge

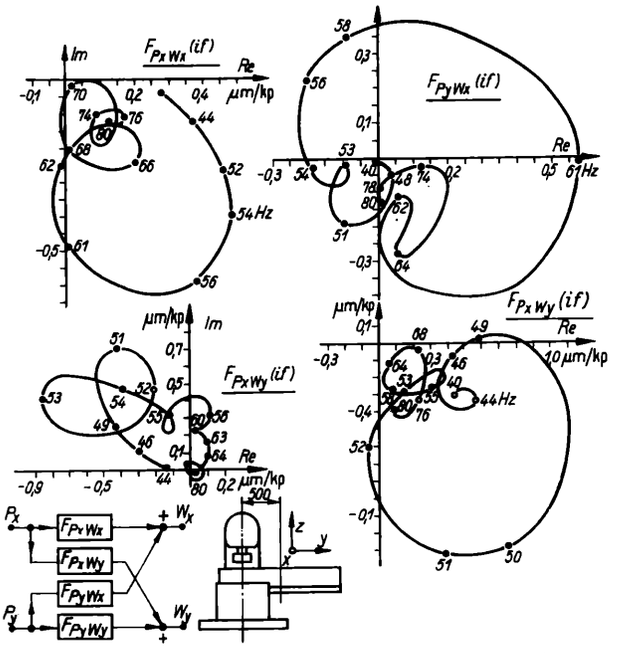
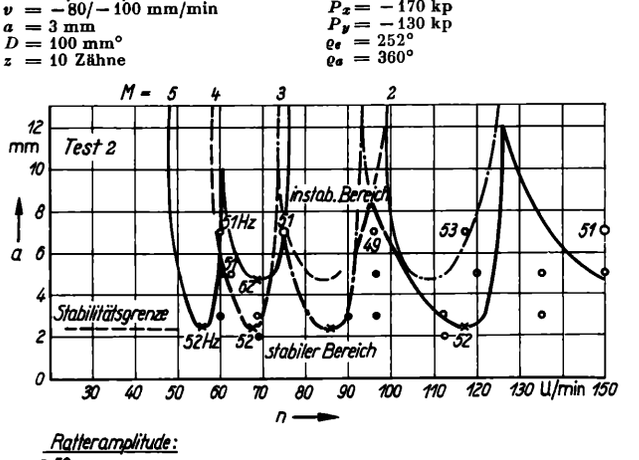


Bild 4. Dynamisches Nachgiebigkeitsverhalten einer Vertikalfräsmaschine beim Gleichlauffräsen unter Arbeitsbedingungen

Technische Daten:

n = 90/112 U/min	s_z = 0,09 mm/Z
v = −80/−100 mm/min	P_x = −170 kp
a = 3 mm	P_y = −130 kp
D = 100 mm°	φ_e = 252°
z = 10 Zähne	φ_a = 360°



Ratteramplitude:
○ 50 µm
○ 30 µm
• stabil
× theoritische Ratterfrequenz

Bild 5. Theoretische Stabilitätskarten und einige experimentelle Meßpunkte

Daten des Schnittprozesses:
Werkstoff: C K45, Werkzeug: HM TT 40, Spanwinkel: −7°, Freiwinkel: 8°, Anstellwinkel: 90°

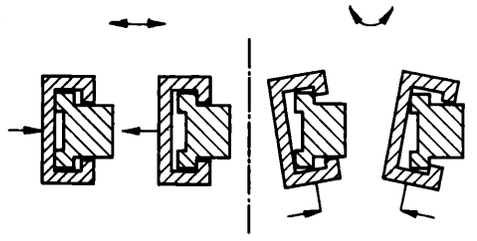


Bild 6. Relativbewegungen zwischen den Führungsflächen, die mit steigender Vorschubgeschwindigkeit eine zunehmende Systemdämpfung verursachen

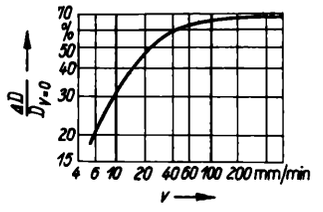


Bild 7. Relative Dämpfungsänderung in Abhängigkeit von der Kreuzschlittenvorschubgeschwindigkeit

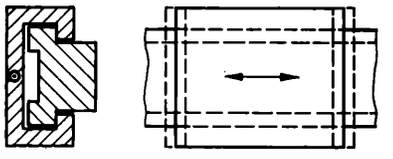


Bild 8. Relativbewegungen zwischen den Führungsflächen, die mit steigender Vorschubgeschwindigkeit eine Verminderung der Systemdämpfung verursachen

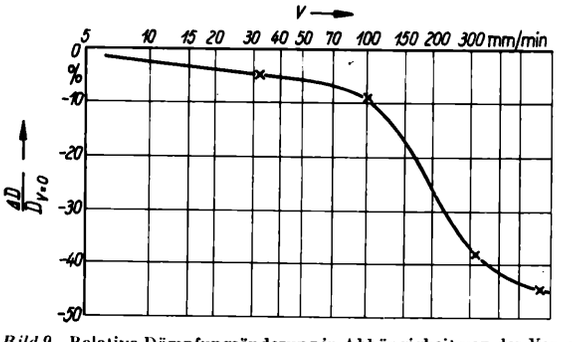


Bild 9. Relative Dämpfungsänderung in Abhängigkeit von der Vorschubgeschwindigkeit

Im folgenden werden nun die Einflüsse der Betriebsparameter systematisch untersucht, wobei die seismische Erregung Anwendung finden soll.

3. Seismische Erregung

Die seismische Krafterregung ist nicht allein an die stochastische Systemanalyse gebunden, jedoch bietet die Erregung mit regellosen Signalen gegenüber der konventionellen Methode mit sinusförmigen Signalen einen entscheidenden Vorzug. Es reicht nämlich schon eine Signalaufnahmezeit von nur 10 bis 15 s aus, um die gesamte Information für die Frequenzganganalyse auf Tonband zu speichern. Hierdurch ist der Verfahrweg bei der Signalaufnahme so gering, daß die Lageveränderung der sich bewegenden Maschinenmassen auch bei hohen Vorschubgeschwindigkeiten keinen Einfluß auf das Systemverhalten hat.

Das aus einem Rauschgenerator kommende breitbandige Rauschsignal durchläuft ein zugeschnittenes Bandpaßfilter, damit dem seismischen Erreger für den interessierenden Frequenzbereich ein möglichst energiereiches Spektrum zur Verfügung steht. Der Erreger arbeitet elektrohydraulisch.

Die Vorspannung der Maschinenteile muß bei diesem Untersuchungsverfahren entweder künstlich aufgebracht werden, oder aber die seismischen Erregerkräfte werden einem normalen Arbeitsprozeß überlagert.

Es konnte festgestellt werden, daß die veränderten Kopplungsbedingungen der Elemente durch die Bewegung der Maschinenteile einen gravierenden Einfluß auf die Systemdämpfung ausüben. Hierbei spielen der sich zwischen den Gleitflächen aufbauende Schmierfilm und die Richtung der angeregten Eigenschwingung zu den Führungsbahnen eine entscheidende Rolle.

4. Veränderung der Systemdämpfung

Im folgenden wird gezeigt, daß sich die Systemdämpfung durch das Verfahren der Maschinenschlitten sowohl beträchtlich erhöhen wie auch um ein Vielfaches reduzieren kann.

Treten bei den angeregten Eigenschwingungen Relativbewegungen zwischen den Führungsbahnen quer zur Vorschubrichtung auf, wie diese im Bild 6 dargestellt sind, so konnte durch die Schmierölverdrängung stets eine Dämpfungserhöhung des gesamten Systems festgestellt werden. Da die Ölfilmschicht mit zunehmender Gleitgeschwindigkeit der Elemente wächst, steigt auch das Dämpfungsmaß mit der Vorschubgeschwindigkeit an. Diese Eigenschaft konnte bei einer Reihe untersuchter Fräsmaschinen gemessen werden.

Bild 7 zeigt die Abhängigkeit der Dämpfung von der Vorschubgeschwindigkeit für das beschriebene Beispiel. Der asymptotische Grenzwert der relativen Dämpfungszunahme bei hohen Vorschubgeschwindigkeiten beträgt hierbei etwa 80 %. Ebenso wie eine Dämpfungserhöhung durch die Bewegung der Maschinenteile eintreten kann, können die veränderten Kopplungsbedingungen in den Führungsspalten auch das entgegengesetzte Verhalten verursachen, wie die folgenden Beispiele zeigen.

Im Gegensatz zu der o. a. Dämpfungsabhängigkeit wird das dynamische Verhalten ungünstiger, wenn bei den angeregten Eigenschwingungen die beweglichen Führungselemente Relativbewegungen in Verfahrrichtung ausführen (Bild 8). Hierbei äußert sich der mit zunehmender Vorschubgeschwindigkeit aufbauende Ölfilm in seiner hydrodynamischen Schmierwirkung dämpfungsmindernd.

Die folgenden Beispiele sollen einen Eindruck darüber vermitteln, wie stark die Vorschubgeschwindigkeit die Dämpfung reduzieren kann.

Gegenüber der stillstehenden Maschine wachsen die Resonanzüberhöhungen zufolge der großen Vorschubgeschwindigkeit von 630 mm/min um etwa 100 % bei der Resonanzstelle von 35 Hz und sogar um 200 % bei der höheren Resonanzstelle (50 Hz) an.

Bild 9 gibt das Dämpfungsverhalten in Abhängigkeit von der Vorschubgeschwindigkeit wieder. Während bei den niedrigen Geschwindigkeiten die Dämpfungsverminderung noch relativ gering ist, macht sich beim Übergang von 100 auf 315 mm/min eine starke Amplitudenänderung bemerkbar. Diese Erscheinung ist auch wieder auf die sich ändernden Reibungsverhältnisse zwischen den Gleitflächen des Tisches zurückzuführen. Einen auffallend ähnlichen Verlauf zeigt bekanntlich die Stribecksche Reibungskurve.

Mit einem abschließenden Beispiel soll gezeigt werden, daß einige Eigenschwingungen erst bei Bewegung der Elemente angeregt werden können. Im Bild 10 ist die dynamische Nachgiebigkeit quer zum Maschinentisch der beschriebenen Vertikalfräsmaschine dargestellt. Es wurde hierbei der Querschlittenvorschub von 0 bis 315 mm/min verändert. Die stillstehende Maschine weist bei 60 Hz eine starke und

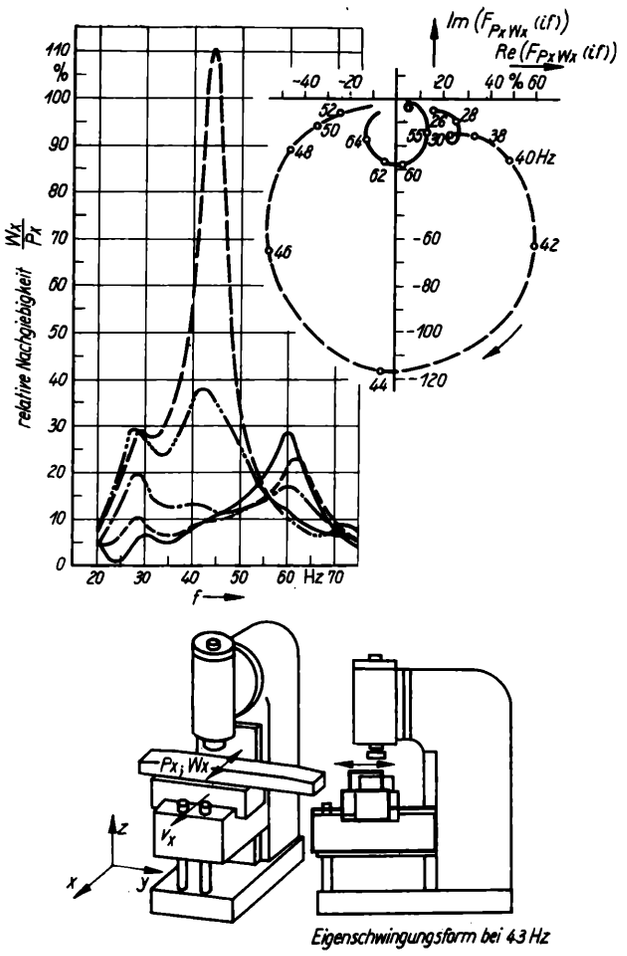


Bild 10. Dynamisches Nachgiebigkeitsverhalten einer Vertikalfräsmaschine als Funktion der Kreuzschlittenvorschubgeschwindigkeit
Tischgeschwindigkeit [mm/min]: ——— $v_x = 0$; – – – $v_x = 10$; – · – $v_x = 31{,}5$; – · · – $v_x = 100$; – – $v_x = 315$

bei 28 Hz eine weniger ausgeprägte Resonanzstelle auf. Mit zunehmender Vorschubgeschwindigkeit steigt jedoch die Resonanzüberhöhung bei 28 Hz an, während sie bei 60 Hz abgebaut wird.

Sobald die Vorschubgeschwindigkeit etwa 100 mm/min übersteigt, zeigt sich bei 42 Hz eine neue Resonanzspitze, die bei den niedrigeren Vorschubgeschwindigkeiten nur andeutungsweise ausgemacht werden kann. Diese Resonanzspitze überragt die bei Stillstand gemessene maximale Resonanzstelle bei 60 Hz etwa um den vierfachen Betrag, sobald die Vorschubgeschwindigkeit auf 315 mm/min gesteigert wird.

Die Ursache für die im Stillstand nur latend vorhandene Eigenschwingung bei 42 Hz liegt darin, daß das Schwingungssystem: „Unterschieber/Unterschieberantrieb" durch die Haftreibung auf dem Konsol nicht zur Wirkung kommen kann. Erst durch die Bewegung verändern sich die Reibverhältnisse derart, daß diese dynamische Schwachstelle hervortritt.

Die Resonanzüberhöhung bei 60 Hz im Stillstand, der eine Kippeigenschwingung des Konsols in x-Richtung zuzuordnen ist, verschwindet hierbei gänzlich.

Zusammenfassung

Die diskutierten Untersuchungsbeispiele machen deutlich, daß eine umfassende Maschinenbeurteilung nur möglich ist, wenn auch das dynamische Verhalten der arbeitenden Maschine bekannt ist. Die Annahme, daß für eine solche Beurteilung allein die Messung der ruhenden Maschine ausreicht, ist in den meisten Fällen unzutreffend. Oft zeigen sich die dynamischen Schwachstellen erst während der Bewegung der Maschinenteile. Hierfür bietet sich die Systemanalyse mit stochastischen Signalen als ein ausgezeichnetes Meßverfahren an. Es wird hiermit die Möglichkeit gegeben, die bei der praktischen Bearbeitung vorliegenden Verhältnisse zu verwirklichen, so daß mit den gemessenen dynamischen Kennwerten das tatsächlich interessierende dynamische Verhalten der Maschine exakt beschrieben werden kann.

Literatur

[1] *Opitz, H.:* Chatter Behaviour of Heavy Machine Tools. Final Scientific Report, AF 61(052)–916; 31. März 1968.

[2] *Bernardi, F.:* Untersuchung und Berechnung des Ratterverhaltens von Dreh- und Fräsmaschinen. Dissertation TH Aachen 1969.

[3] *Opitz, H.:* Effect and Control of Chatter Vibrations in Machine Tool Processes. Final Scientific Report, AF 61(052)–916; 31. August 1968.

[4] *Weck, M.:* Anwendung der Systemanalyse mit regellosen Signalen zur theoretischen Vorherbestimmung der Rattergrenze. Industrie-Anzeiger 90 (1968) H. 59.

[5] *Weck, M.:* Analyse linearer Systeme mit Hilfe der Spektraldichtemessung und ihre Anwendung bei dynamischen Werkzeugmaschinenuntersuchungen unter Arbeitsbedingungen. Dissertation TH Aachen 1969.

msr 3527

Anschrift der Verfasser:

H. Opitz, Prof. Dr.-Ing. Dies. h. c., Laboratorium für Werkzeugmaschinen und Betriebslehre der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen, 5100 Aachen, Wüllner Str. 5, und *M. Weck*, Dr.-Ing., 5100 Aachen., Eupener Str. 185.

K. GÖLDNER

Zur Fehlerabschätzung bei der Methode der Beschreibungsfunktion[1)]

IA 2.3.2.3

Die bekannte Methode der Beschreibungsfunktion untersucht das Verhalten autonomer Systeme mit abtrennbarem statischem nichtlinearem Glied (Bild 1), wobei die Oberwellen der auftretenden Signale vernachlässigt werden. Die Abschätzung dieser methodischen Fehler bezieht sich auf die Ermittlung der Oberwellen.

Bei dem System nach Bild 1, in dem Eingangs- und Ausgangssignal gleiche Periodendauern haben und keine subharmonische Signalteile auftreten, gilt

$$x_e = x_{e1} = A \sin \omega t \text{ (laut Annahme)}, \tag{1}$$

$$x_a = \sum_k b_k \sin k\omega t + a_k \cos k\omega t = \sum_k B_k \sin (k\omega t + \psi_k), \tag{2}$$

$(k = 1, 3, 5, \ldots)$ (Ausgangssignal des nichtlinearen Gliedes)

$$x_e = -x = -B_1 |G(j\omega)| \sin (\omega t + \psi_1 + \varphi_1) - \sum_{k=3}^{\infty} B_k |G(jk\omega)| \sin (k\omega t + \psi_k + \varphi_k). \tag{3}$$

[1)] Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik (Sektionsdirektor: Prof. Dr.-Ing. *P. Budig*).

Das Signal x_e ist aufzuspalten

$$x_{e1} = -B_1 |G(\mathrm{j}\,\omega)| \sin(\omega t + \psi_1 + \varphi_1) = A \sin \omega t ,$$

der bei der Methode berücksichtigte und Gl. (1) gleichzusetzende Signalteil,

$$x_{e\,\mathrm{Rest}} = -\sum_{k=3}^{\infty} B_k |G(\mathrm{j}\,k\,\omega)| \sin(k\,\omega t + \psi_k + \varphi_k) ,$$
$$(k = 3, 5, 7, \ldots) \qquad (4)$$

der fehlerverursachende Signalteil.

Wie in [1] gezeigt wurde, gilt:

$$|x_{e\,\mathrm{Rest}}| < \sum_{k} B_k |G(\mathrm{j}\,k\,\omega)| = \delta A , \qquad (k = 3, 5, 7, \ldots)$$

wodurch $x_e(t)$ die „Unschärfe" bekommt

$$A \sin \omega t - \delta A \leqq x_e(t) \leqq A \sin \omega t + \delta A . \qquad (5)$$

Wie in [1] weiter gezeigt wurde, läßt sich diese Unschärfe als Unschärfe der Ortskurve $G(\mathrm{j}\,\omega)$ ausdrücken und damit eine Abschätzung für die Fehler der berechneten Werte von A und ω in Gl. (1) finden.

Diese Abschätzung ist aber grob, da sie annimmt, daß die in x_e enthaltenden Oberwellen das Signal x_a nur unwesentlich verändern und bei der Übertragung durch das lineare Glied vollkommen unterdrückt werden. Das bedeutet einen relativ kleinen Wert von δ in Gl. (5) und ausgesprochene Tiefpaßeigenschaften des linearen Gliedes. Oft ist indessen die Abschätzung an sich so grob, daß die Auswirkung der von $x_{e\,\mathrm{Rest}}$ erzeugten Folgefehler ohnehin durch die Abschätzung überdeckt wird. Trotzdem dürfte eine Abschätzung des Folgefehlers nützlich sein.

Es soll im folgenden daher der Einfluß der Oberwellen von $x_e(t)$ auf die in Gl. (5) angegebene Ungleichung betrachtet werden. Dabei wird, wie üblich vorausgesetzt, daß die Kennlinie $x_a = f(x_e)$ schiefsymmetrisch und differenzierbar ist (Bild 2). Es interessiert zunächst der Einfluß von $x_{e\,\mathrm{Rest}}$ auf die Fourier-koeffizienten a_k und b_k. Für die Kennlinie nach Bild 2 gilt mit

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{d}(x_e) &= \frac{1}{2}[f_1(x_e) - f_2(x_e)] , \\ s(x_e) &= \frac{1}{2}[f_1(x_e) + f_2(x_e)] , \\ a_k &= \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} \mathrm{d}(x_e) \cos k\,\omega t \,\mathrm{d}\omega t , \\ b_k &= \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} s(x_e) \sin k\,\omega t \,\mathrm{d}\omega t , \\ (k &= 3, 5, 7, \ldots, [2]) . \end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

Analog zu dem Verfahren von *Krylow-Bogoljubow* [3] ist näherungsweise

$$s(x_e) = s(x_{e1} + x_{e\,\mathrm{Rest}}) \approx s(x_{e1}) + s'(x_{e1})\, x_{e\,\mathrm{Rest}} , \qquad (7)$$

und somit

$$b_k + \Delta b_k = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} s(x_{e1}) \sin k\,\omega t \,\mathrm{d}\omega t + \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} s'(x_e)\, x'_{e\,\mathrm{Rest}} \sin k\,\omega t \,\mathrm{d}\omega t .$$

Mit Rücksicht auf die Fortpflanzung der Oberwellen ändern wir Gl. (5) und setzen

$$|x_{e\,\mathrm{Rest}}| < \delta(1 + \varrho) A , \qquad (8)$$

wobei ϱ noch zu berechnen ist.

Bild 1

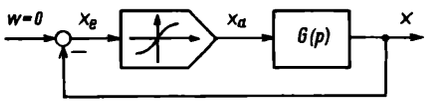
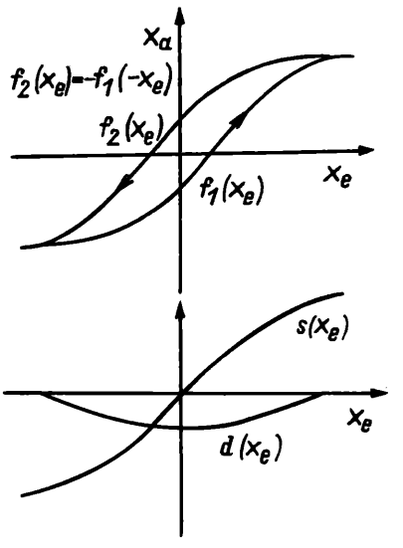


Bild 2



Der Wert des Integrales ist mit dem Mittelwertsatz anzugeben:

$$|\Delta b_k| = \left|\frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} s'(x_e)\, x_{e\,\mathrm{Rest}} \sin k\,\omega t \,\mathrm{d}\omega t\right| <$$
$$< \frac{4}{\pi} x_{e\,\mathrm{Rest\,max}} |s'(x_e)_{\mathrm{mittel},\,k}| \int_0^{\pi/2} \sin k\,\omega t \,\mathrm{d}\omega t ,$$

$$|\Delta b_k| < \frac{4}{\pi k} |s'(x_e)_{\mathrm{mittel},\,k}| (1 + \varrho)\, \delta A . \qquad (9)$$

Wenn die Kennlinie eine Hysterese hat, gilt entsprechend

$$|\Delta a_k| < \frac{4}{\pi k} |d'(x_e)_{\mathrm{mittel},\,k}| (1 + \varrho)\, \delta A .$$

Eine genauere Berechnung der Integrale wäre nach den in [2] gezeigten Methoden möglich, ist aber mit Rücksicht auf die relativ grobe Abschätzung nicht nötig.

Nunmehr kann der Einfluß der Oberwellen von x_e auf die Größen B_k abgeschätzt werden:

$$B_k + \Delta B_k = \sqrt{(b_k + \Delta b_k)^2 + (a_k + \Delta a_k)^2} \approx$$
$$\approx \sqrt{a_k^2 + b_k^2}\left(1 + \frac{a_k \Delta a_k + b_k \Delta b_k}{a_k^2 + b_k^2}\right),$$

und wegen $B_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ bleibt

$$|\Delta B_k| \approx \left|\frac{a_k}{B_k}\Delta a_k + \frac{b_k}{B_k}\Delta b_k\right| < |\Delta a_k| + |\Delta b_k| , \qquad (10)$$

und wegen Gl. (9)

$$|\Delta B_k| < m_k (1 + \varrho)\, \delta A ,$$

mit

$$m_k \leqq \frac{4}{\pi k}\left(|s'(x_e)_{\mathrm{mittel},\,k}| + |\mathrm{d}'(x_e)_{\mathrm{mittel},\,k}|\right) .$$

Mit diesen Abschätzungen ist anstelle von Gl. (3) zu schreiben:

$$x_e(t) = -B_1 |G(\mathrm{j}\,\omega)| \sin(\omega t + \psi_1 + \varphi_1) - \sum_{k=3}^{\infty} B_k |G(\mathrm{j}\,k\,\omega)| \sin(k\,\omega t + \psi_k + \varphi_k) - \sum_{k=1}^{\infty} \Delta B_k |G(\mathrm{j}\,k\,\omega)| \sin(k\,\omega t + \tilde{\psi}_k + \varphi_k) , \qquad (11)$$

(wobei die Größen ψ_k und $\tilde{\psi}_k$ nicht berechnet wurden).

Der Signalteil

$$x_{e1} = -\,B_1\,|G(\mathrm{j}\,\omega)|\,\sin\,(\omega\,t + \psi_1 + \varphi_1) = A\,\sin\,\omega\,t\,,$$

wird von der Methode der Beschreibungsfunktion berücksichtigt

$$x_{e\,\mathrm{Rest}\,1} = \sum_{k=3}^{\infty} B_k\,|G(\mathrm{j}\,k\,\omega)|\,\sin\,(k\,\omega\,t + \psi_k + \varphi_k)\,,$$

mit

$$|x_{e\,\mathrm{Rest}\,1}| \leqq \sum_{k=3}^{\infty} B_k\,|G(\mathrm{j}\,k\,\omega)| = \delta A\,, \qquad (12\mathrm{a})$$

erfaßt die von der Grundwelle $x_a(t)$ erzeugten Oberwellen, während

$$x_{e\,\mathrm{Rest}\,2} = \sum_{k=1}^{\infty} \Delta B_k\,|G(\mathrm{j}\,k\,\omega)|\,\sin\,(k\,\omega\,t + \tilde{\psi}_k + \psi_k)\,,$$

mit

$$|x_{e\,\mathrm{Rest}\,2}| < \sum_{k=1}^{\infty} \Delta B_k\,|G(\mathrm{j}\,k\,\omega)| < \sum_{k=1}^{\infty} m_k\,|G(\mathrm{j}\,k\,\omega)|\,(1+\varrho)\,\delta A = \varrho\,\delta A\,, \qquad (12\mathrm{b})$$

[vgl. Gl. (8)] die von den Oberwellen in x_e erzeugten Folge-Oberwellen abschätzt.

Aus Gl. (12b) kann man übrigens ϱ berechnen; mit $R = \sum_{k=1}^{\infty} m_k\,G(\mathrm{j}\,k\,\omega)$ folgt

$$R\,(1+\varrho)\,\delta A = \varrho\,\delta A\,,$$

d. h.,

$$\varrho = \frac{R}{1-R} \qquad \text{und} \qquad 1+\varrho = \frac{1}{1-R}. \qquad (13)$$

Die Signalteile $x_{e\,\mathrm{Rest}\,1}$ und $x_{e\,\mathrm{Rest}\,2}$ sind für den methodischen Fehler verantwortlich. Mit den Gln. (12a) und (12b) findet man analog zu Gl. (5)

$$A\,\sin\,\omega\,t - (1+\varrho)\,\delta A \leqq x_e(t) \leqq A\,\sin\,\omega\,t + (1+\varrho)\,\delta A\,. \qquad (14)$$

Mit den durch Gl. (14) korrigierten Fehlerschranken läßt sich die Abschätzung des methodischen Fehlers, die genau wie bei Gl. (5) läuft, verbessern.

Mit Rücksicht auf einen erträglichen Rechenaufwand wurde der Einfluß der Folge-Oberwellen von $x_e(t)$ mittels Gl. (8) und Gl. (12b) global abgeschätzt ohne daß man einen Überblick über die Fehlerfortpflanzung in den aufeinanderfolgenden „Generationen", die sich bei jedem Durchlauf des Kreises ergeben, bekommt. Es liegt aber die Annahme nahe, daß die Fehler von der „zweiten Generation" an zu vernachlässigen sind.

Literatur

[1] *Göldner, K.:* Beitrag zur Fehlerabschätzung bei der Methode der Beschreibungsfunktion. Wiss. Z. TH Karl-Marx-Stadt 8 (1966) H. 1, S. 13–19.

[2] *Göldner, K.:* Berechnung der Oberwellen bei der harmonischen Linearisierung. Veröffentlichung demnächst in der Wiss. Z. TH Karl-Marx-Stadt.

[3] *Popow, E. P.*, und *I. P. Paltow:* Näherungsmethoden zur Untersuchung nichtlinearer Regelungssysteme. Leipzig: 1963.

msr 3585

Anschrift des Verfassers:

K. Göldner, Prof. Dr.-Ing., TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik, 90 Karl-Marx-Stadt, Reichenhainer Str. 39.

R. SCHÖNFELD

Das Stromrichterstellglied als Element geregelter elektrischer Antriebe

IA 2.3.2.3; 4.0.1.2

Einleitung[1])

Auf Grund ihrer Trägheitsfreiheit werden für schnelle Regelantriebe fast ausschließlich Stromrichterstellglieder eingesetzt. Die Arbeitsweise eines netzgeführten, netzgelöschten Stromrichters [1] mit Gleichspannungsausgang wird am Beispiel der Dreipuls-Mittelpunktschaltung veranschaulicht (Bild 1). Der Stromrichter besteht vereinbarungsgemäß aus dem Ansteuergerät und dem Ventilsatz. Eingangsgröße ist die Änderung der Eingangsspannung des Ansteuergerätes u_e, Ausgangsgröße ist die Änderung des Mittelwertes der Ausgangsspannung des Stromrichters $\bar{u}_d$. Da der vom Stellglied gespeiste Motor, nichtlückende Stromführung vorausgesetzt, den Mittelwert der Gleichspannung als Eingangsgröße verarbeitet, muß auch als Ausgangsgröße des Stellgliedes der Mittelwert der Spannung angesehen werden. Aus Bild 1 wird deutlich, daß eine Änderung der Ausgangsgröße nur zu diskreten, durch die Zündzeitpunkte der Ventile bestimmten Zeiten erfolgt. Der Stromrichter ist ein nichtlineares Abtastglied. Da eine exakte mathematische Beschreibung nur mit großem Aufwand möglich ist, müssen brauchbare Näherungen gesucht werden.

[1]) Mitteilung aus der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden (Sektionsdirektor: Prof. Dr.-Ing. habil. *W. Brendler*).

1. Das Stromrichterstellglied als lineares, stetiges Regelkreisglied

Die Bauelemente geregelter Gleichstromantriebe (Gleichstrommotor, Meßglieder) sind von Ausnahmen abgesehen lineare, stetige Regelkreisglieder. Es ist daher naheliegend, den Stromrichter ebenfalls angenähert als lineares, stetiges Regelkreisglied zu beschreiben, um insgesamt die einfache lineare Theorie zur Berechnung und Optimierung anwenden zu können. Auftretende Oberwellen werden infolge des Tiefpaßverhaltens des Motors unterdrückt. Zu diesem Zweck wird der Stromrichter mit einer sinusförmigen Eingangsgröße beaufschlagt.

$$u_e = U_e\,\sin\,\omega\,t\,.$$

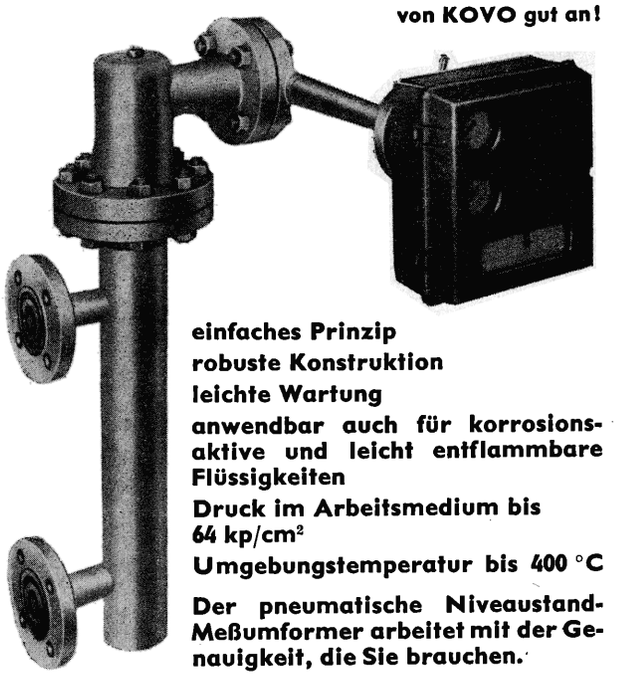
Der Verlauf der Ausgangsgröße wird an einem charakteristischen Arbeitspunkt ($\alpha_0 = 90°$) konstruiert (Bild 2). Da die Vorgänge innerhalb einer Tastperiode für den Motor uninteressant sind, wird für jede Tastperiode der Mittelwert der Ausgangsspannung eingetragen. Die Konstruktion zeigt, daß zwischen Ausgangsgröße und Eingangsgröße keine Phasenverschiebung besteht. Der Nachweis könnte an jedem anderen Arbeitspunkt gleichermaßen geführt werden. Von *Schipillo* [2] wurde rechnerisch auf Grund einer Fourier-

Wollen Sie zuverlässig die Höhe eines Flüssigkeitsfüllstandes kennen?

Dann sehen Sie sich den pneumatischen

Niveaustand-Meßumformer

von KOVO gut an!



einfaches Prinzip
robuste Konstruktion
leichte Wartung
anwendbar auch für korrosionsaktive und leicht entflammbare Flüssigkeiten
Druck im Arbeitsmedium bis 64 kp/cm²
Umgebungstemperatur bis 400 °C
Der pneumatische Niveaustand-Meßumformer arbeitet mit der Genauigkeit, die Sie brauchen.

KOVO AUSSENHANDELS-UNTERNEHMEN INDUSTRIEGERÄTETECHNIK

Třída Dukelských hrdinů 47
PRAHA — ČSSR
Telefon: 3801 Telex: 283

automatisierungs-praxis

für Grundlagen, Gerätebau und Betriebserfahrungen der BMSR-Technik

Inhaltsverzeichnis — Dezember 1970

Exponate der dritten Angebotsmesse des Industriebereiches Elektrotechnik/Elektronik 222

Buchbesprechungen 224

TI-GRW — Aufsatzschau 225

ap-Lexikon 226

ap-aktuell 227

Aufsätze

Automatische Werkstoffprüfung mittels Ultraschalls 229
Von *J. Obraz*, Prag

Meßanordnung zur Oberflächentemperaturmessung rotierender Walzen 232
Von *D. Hofmann*, Jena, und *G. Knoblauch*, Dresden

Einschreib- und Einrechenanlagen mit DRELOBA-Baueinheiten 235
Von *R. York* und *U. Seidel*, Dresden

Automatische Siedepunktsbestimmung 239
Von *H. Koropecká*, Pardubice/ČSSR

Der Teil „automatisierungspraxis" dient der Qualifizierung der technischen Kader, den allseitigen Betriebserfahrungen mit installierten BMSR-Anlagen sowie den spezifischen Querschnittsfragen der Fachgebiete Meßtechnik, Prozeßüberwachung und automatische Steuerungstechnik. Hier werden in erster Linie Antworten auf die wesentlichen Fragen der Grundlagen der BMSR-Technik, des Gerätebaus und der Praxis der Automatisierungstechnik gegeben. Einen angemessenen Umfang räumt die „automatisierungspraxis" der Vorstellung neuentwickelter und produzierter Geräte aus der Industrie ein, die dem Anwender Hinweise für Wartung und Instandhaltung von Geräten und kompletten Einrichtungen geben, mit dem Ziel, Meß- und Regelungsmechaniker heranzubilden, die den Reparaturdienst selbst ausführen können. Speziell bei der Publizierung von Betriebserfahrungen kommerzieller Geräte soll hier eine breite Diskussionsebene für einen praktisch-technischen Meinungsstreit geschaffen werden.

Exponate der dritten Angebotsmesse des Industriebereiches Elektrotechnik/Elektronik (Teil II)

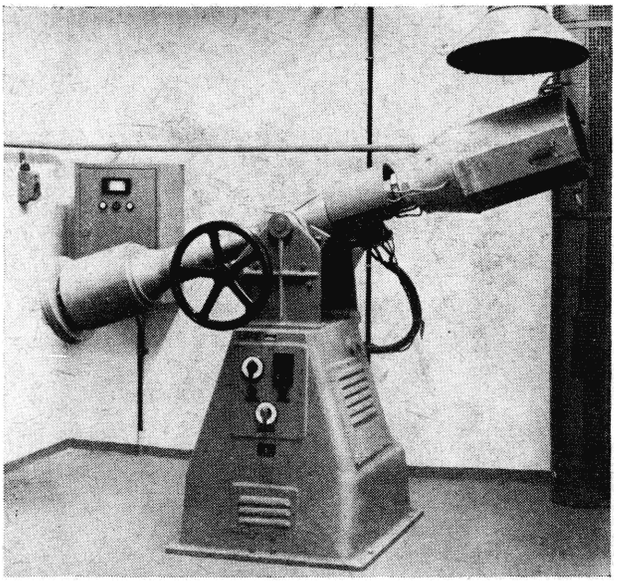
Temperaturkontrolle bei Anlagen zum Diffusionsverzinken

Das Diffusionsverzinken, auch Sherardisieren genannt, ist ein Oberflächenveredelungsverfahren für den Korrosionsschutz von Eisenwerkstoffen, speziell geeignet für Teile aus Federstahl. Die zu behandelnden Teile werden in einem Gemisch von Zinkstaub und Korund im Verhältnis 1:4 bei einer Temperatur von 385 °C diffusionsverzinkt. Die Einsatzzeit beträgt 30 min, die erreichbare Schichtdicke 30 µm. Der dadurch erreichte Korrosionsschutz ist für die Klimaschutzart THA I voll ausreichend. Die für diese Verfahren geeignete Diffusionsverzinkungsanlage vom Typ ES 7/00 wird im VEB Spezialmaschinenbau Gornsdorf gefertigt [1] bis [3].

Ein besonderes Problem bei der produktionsmäßigen Anwendung der Diffusionsverzinkungsanlagen (Bild) besteht darin, einmal eine genaue Temperaturkontrolle zu gewährleisten und zum anderen diese derart zu gestalten, daß sie den geforderten Sicherheitsbestimmungen entspricht. Aus diesen Überlegungen heraus wurde im VEB Transformatorenwerk „Karl Liebknecht" ein Heizzeitbegrenzungsschalter konstruiert und der Diffusionsverzinkungsanlage zugeordnet. Als Temperaturanzeigegerät für diesen Schalter wurde ein Kontaktmeßgerät vom Typ D 144 (200 bis 400 °C) des VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow verwendet. Auf Grund des leistungslosen lichtelektrischen Abgriffes wird eine ständige und einwandfreie Kontrolle der Temperatur mit hoher Genauigkeit gewährleistet.

Die Funktion des Heizzeitbegrenzungsschalters ist folgende: Nach Betätigung des Haupt- und Motorschalters kann die Heizung der Anlage in Betrieb gesetzt werden, wobei gleichzeitig der Heizzeitbegrenzungsschalter eingeschaltet wird. Nach Aufheizen der Anlage und bei Erreichen der geforderten und festeingestellten Temperatur von 385 °C wird die Heizung ab- und ein Zeitwerk eingeschaltet, das nach Ablauf der festeingestellten Einsatzzeit von 30 min die Heizung außer Betrieb setzt. Durch den Grenzwertanzeiger bzw. Kontakt wird die Temperatur auf diesem Wert gehalten. Übersteigt die Temperatur in der Arbeitstrommel auf Grund eines Defektes die aus sicherheitstechnischen Gründen festgelegte max. Temperatur von 400 °C, so ertönt ein akustisches Signal, worauf die gesamte Diffusionsverzinkungsanlage außer Betrieb zu setzen ist.

Der Vorteil dieses Heizzeitbegrenzungsschalters ist einerseits darin zu sehen, daß während des selbständigen Ablaufes des Heiz- und Diffusionsvorganges bereits die fertigbehandelten Teile sortiert und die nächsten Chargen vorbereitet



und zusammengestellt werden können, und daß andererseits durch die automatische Kontrolle und Einhaltung der Temperatur und der Sicherheitstoleranz die physische Belastung des Bedienenden auf ein Minimum herabgesetzt wird.

Ursprungbetrieb:

VEB Transformatorenwerk „Karl Liebknecht", 116 Berlin, Wilhelminenhofstr. 83–85, Abteilung TVE.

Literatur

[1] *Steinhäuser, S.*, und *R. Wünsch:* Sherardisieren – Grundlagen und Anwendungen. Fachberichte für Oberflächentechnik **5** (1967) H. 4, S. 111–116.

[2] *Steinhäuser, S.*, und *R. Wünsch:* Sherardisieren – Probleme der produktionsmäßigen Durchführung. die Technik **23** (1968) H. 4, S. 250 bis 253

[3] *Bär, P.*: Technischer Untersuchungsbericht Nr. 80 089/67/TVE des VEB Transformatorenwerk „Karl Liebknecht": Korrosionsschutzverhalten und mechanische Prüfungen von sherardisierten Federn.

msr 3578 *P. Bär*

Elektronische Kühlwasserüberwachungseinrichtung

Zur Überwachung von Kühlwasser werden in Industrieanlagen, Gebrauchserzeugnissen usw. Kontrolleinrichtungen mit verschiedenartiger Wirkungsweise eingesetzt. Sie erfassen jeweils nur eine Funktion und übernehmen auch nur z. T. eine Schaltfunktion mit.

Kontrolleinrichtungen für Kühlwasser sind im allgemeinen nicht für rauhen Betrieb geeignet und besitzen z. T. mechanische Betätigungsglieder, deren Störanfälligkeit eine erhöhte Wartung erfordert. Bisher waren für die Überwachung der Wassertemperatur und der Wasseranwesenheit zwei der bekannten Kontrolleinrichtungen erforderlich.

Die sich aus diesen Unzulänglichkeiten ergebenden Nachteile haben zu einer Neuentwicklung geführt, die die Nachteile der bekannten Überwachungseinrichtungen eleminiert. Diese vorliegende und zum Patent angemeldete Lösung hat die Vorteile, daß

1. mit einem Überwachungsgang gleichzeitig die Funktionen Wassertemperatur und Wasseranwesenheit erfaßt werden
2. durch die Anwendung einer elektronischen Schaltung mit Verstärker sämtliche mechanischen Überwachungsglieder entfallen
3. die konstruktive Ausführung wesentlich einfacher und geringer im Volumen ist.

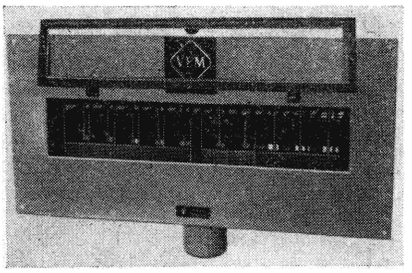
Daraus ergibt sich, daß ein wesentlich geringerer Werkstoffeinsatz erforderlich ist und der Anteil der vergegenständlichten und lebendigen Arbeit nur einen geringeren Prozentsatz gegenüber den bisher bekannten Konstruktionen darstellt.

Die elektronische Kühlwasserüberwachungseinrichtung ist eine Schweißkonstruktion aus Stahlblech, die bis zu 10 Kontrollstellen (mit – wie o. a. – je zwei Überwachungsfunktionen) aufnehmen kann.

Am Ausgang einer Kühlwasserleitung ist ein kombinierter Temperaturfühler angebracht, der die Temperatur und die Anwesenheit des Wassers anzeigt. Der kombinierte Fühler besteht aus einer Metallelektrode und einem darin untergebrachten Thermistor. Die Elektrode taucht in einen Auslaufbehälter, der die Gegenelektrode darstellt, wobei das Wasser den Elektrolyten für den Stromdurchgang bildet.

Der Auslaufbehälter ist so ausgebildet, daß entweder das gesamte oder ein Teil des Kühlwassers diesen durchströmt. Durch eine im Boden angebrachte Öffnung wird erreicht, daß nur ab einer bestimmten Durchflußmenge der Wasserpegel zur Elektrode in gleicher Höhe gehalten wird.

Außer der beiden Überwachungsfunktionen wird gleichzeitig die Energiezufuhr für die Arbeitsmaschine geregelt.
Die elektronische Kühlwasserüberwachungseinrichtung ist für spezifische Wasserwiderstände von 10^6 bis $10^9\ \Omega \cdot mm^2 \cdot m^{-1}$ möglich, ist für rauhen Betrieb geeignet, weist geringen Verschleiß auf und besitzt einen großen Regelbereich (4 bis 30 l/min; nach Modifizierungen auch außerhalb dieser Grenzen).
Der Abfluß des Kühlwassers, das in einen Sammelbehälter strömt, erfolgt störungsfrei durch ein entsprechend großes Abflußrohr.



Funktion des Gerätes

Einströmendes Kühlwasser erfährt beim Aufprall auf die Wandung des Auslaufbechers eine Fließrichtungsänderung. Der Auslaufbecher füllt sich dadurch, daß mehr Wasser zuströmt als durch das Bodenloch abfließen kann. Die überschüssige Wassermenge fließt über den Auslaufbecher ab. Der an der oberen Gehäusewand eingebaute Temperaturfühler ragt in das Kühlwasser hinein. An den beiden Klemmen liegt eine Gleichspannung an. Über zwei Widerstände erfolgt eine Spannungsteilung in einem bestimmten Verhältnis, wobei die Basis des Transistors über einen Widerstand Strom erhält, so daß dieser Transistor durchgesteuert wird. Die transistorisierte Relaisstrecke hat ebenfalls angezogen, wenn die Basis eines zweiten Transistors stromlos ist.
Dabei ergibt sich eine bestimmte Schwellwertspannung für diesen Transistor. Befindet sich im Auslaufbecher kein Wasser, erfolgt über den zugehörigen Widerstand keine Spannungsteilung, so daß die bestimmte Schwellwertspannung überschritten wird. Dadurch zieht der zuletzt genannte Transistor über einen Widerstand Strom; die Basis des Transistors wird stromlos.
Da der gesamte Aufbau einer Triggerschaltung ähnelt, wird der ungewollte Kurzschluß über die nicht beteiligten Auslaufbecher und deren Widerstände vermieden. Bei Erwärmung eines oder mehrerer Thermistoren wird die Schwellwertspannung, die von der Abmessung der zugehörigen Widerstände abhängig ist, ebenfalls überschritten und der Verstärker in Triggerfunktion geschaltet. Zwischen Einschalten und Ausschalten des triggerähnlichen Verstärkers liegt eine Spannungsdifferenz, die von der Widerstandsabmessung und der Relaisstrecke abhängig ist. Eine Spannungsstabilisierung ist auf Grund der Brückenschaltung nicht erforderlich.

Die für den besonderen Zweck der Kühlwasserüberwachung bei Mittelfrequenz-Induktionsanlagen entwickelte elektronische Kühlwasserüberwachungseinrichtung kann sowohl in vorliegender Bauweise als auch durch entsprechende konstruktive Abwandlungen in allen Anlagen und Geräten Verwendung finden, bei denen eine Kühlwasserüberwachung erforderlich ist.

Es ist sowohl der Bezug fertiger Baueinheiten als auch der Eigenbau durch entsprechende Lizenzvergabe möglich.

Ursprungsbetrieb: VEB INDUCAL GÖLLINGEN, DDR-4731 Göllingen, Am Schacht 9.

msr 3553 *G. Just*

Neue Geräte

Regelsystem REGISTOR

ČKD Prag produziert unter der Bezeichnung UNISTOR eine Baureihe von Thyristorengleichrichtern für Regelantriebe mit fremderregten Gleichstrommotoren. Die Regelung erfolgt durch das Regelsystem REGISTOR.

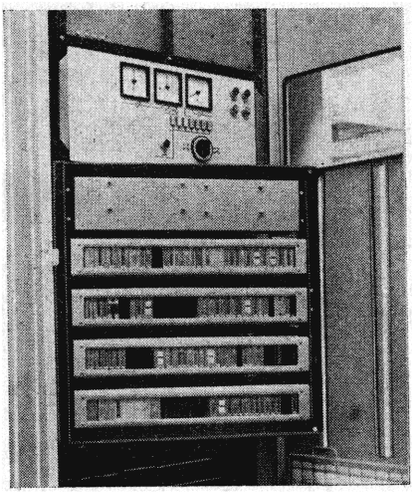
Die Energieversorgungs- und die Regeleinheit dieses Systems besteht aus Baukastenmoduln mit hoher Zuverlässigkeit. Die Serienherstellung erfolgt u. a. auf der Basis der Preßtechnik, des automatischen Lötens von Flachverbindungen mit Hilfe von Zinnwolle u. ä.

Die Gleichrichter UNISTOR mit dem Regelteil REGISTOR eignen sich für den Einsatz in der Antriebstechnik, als Ersatz für die Antriebe des Typs WARD-LEONARD u. a. in Regelsystemen von Walzwerkantrieben sowie in der chemischen bzw. Papierindustrie.

Das Regelsystem REGISTOR enthält u. a. folgende Einheiten: Verstärker, Endstufen, logische Einheiten, Meßwertwandler, Meßwertgeber und Koppelungseinheiten.

Exporteur: Außenhandelsunternehmen PRAGOINVEST, P.O.B. 890, Prag 9, ČSSR.

msr 3653



Präzisions-Druckanzeiger großer Genauigkeit

Um den hochgestellten Ansprüchen der heutigen Industrie in bezug auf Druckmessungen gerecht zu werden, wurde von Dresser Industries Manning, Maxwell und Moore AG, Zürich, das Präzisions-Druckmeßgerät Digigauge entwickelt. Kennzeichen dieses Gerätes sind u. a.: Genauigkeit 0,05% vom Bereich Reproduzierbarkeit 0,02%, Empfindlichkeit 0,005%. Das Gerät ist temperaturkompensiert und kann von —5 bis +50 °C verwendet werden. Nur 2,5 s werden benötigt, um den ganzen Bereich zu durchlaufen. Die Anzeige ist digital mittels einer mechanisch-optischen Vorrichtung.
Die Konstruktion ist robust, der Unterhalt einfach. Dank seiner kompakten Bauweise und da es in jeder Lage montiert werden kann, ist das Druckmeßgerät auch für Schalttafeleinbau besonders geeignet. Bald wird es auch mit digitalem Ausgang lieferbar sein, somit ist eine Fernanzeige mit der gleichen Genauigkeit möglich. Auch kann das Ausgangssignal an Drucker, Rechner usw. zur Verarbeitung weitergegeben werden. Je nach Ausführung kann Überdruck, Absolutdruck oder Differenzdruck gemessen werden. Das Gerät arbeitet wie ein geschlossener Regelkreis nach dem Kraftvergleichsprinzip.

ADN msr 3572

Buchbesprechungen

Digitale Kleinrechner. Bd. 5 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK. Von *G. Schubert*. Berlin: VEB Verlag Technik 1970. 84 Seiten, 40 Bilder, 3 Tafeln, 4,80 M.

Aus der relativ schnellen Aufeinanderfolge der Auflagen ist ersichtlich, daß der vorliegende Band eine wichtige Aufgabe bei der Einführung der elektronischen Rechentechnik erfüllt. Der Einsatz von mehr als 1000 Kleinrechnern in der DDR und die verstärkte Einbeziehung dieser Rechner in die Grundausbildung der EDV sind mitbestimmend für den hohen Bedarf.

Der Verfasser führt zunächst in die Arithmetik des elektronischen Rechnens, basierend auf dem System der Dualzahlen, ein. Anschließend wird der logische Aufbau von Rechenschaltungen behandelt. Im Mittelpunkt des Besprechungsgegenstandes stehen Aufbau und Arbeitsweise eines Kleinrechenautomaten sowie dessen Programmierung. Abschließend wird eine Auswahl verbreiteter Kleinrechenautomaten vorgestellt, die in der fünften Auflage erneuert wurde. Die übersichtliche Darstellung des Stoffes vermittelt die Grundbegriffe der elektronischen Rechentechnik in didaktisch einwandfreier Form. Besonders wertvoll für die Lernenden sind die eingearbeiteten Übungsaufgaben und Hinweise, die auf den Einsatz von EDV-Anlagen schließen lassen. Auch in der fünften Auflage kann das Buch für eine erste Einführung in die elektronische Rechentechnik empfohlen werden. B 388 *A. Hirschleber*

Laplace-Transformation von Abtastfunktionen (Kleine Bibliothek für Funktechniker). Von *H. Dobesch*. Berlin: VEB Verlag Technik 1970. 68 Seiten, 32 Bilder, 5 Tafeln, 6,— M.

Der Name des Verfassers ist nicht unbekannt. In der „Kleinen Bibliothek für Funktechniker" erschien von ihm bereits in 4. Auflage die für den Ingenieur geschriebene „Laplace-Transformation". Und in der Reihe „Theoretische Grundlagen der technischen Kybernetik" hat es der Band „Zeitfunktionen" von *Dobesch/Sulanke* inzwischen auch schon auf die 3. Auflage gebracht. Folgerichtig kam nun die „Laplace-Transformation von Abtastfunktionen" heraus.

Im einführenden Kapitel werden die Abtastfunktionen erklärt, aufbauend auf den Differenzen von Abtastfunktionen die linearen Differenzengleichungen entwickelt und kurz Summen von Abtastfunktionen angegeben.

Das zentrale Kapitel „Laplace-Transformation von Abtastfunktionen" definiert die Potenzreihen-Transformation und bringt die Rechenregeln und die Rücktransformationsbeziehung. Ein Kapitel „Anwendungen" behandelt elektrische und ökonomische (Zinseszins!) Beispiele und der „Anhang" stellt in Tafeln Operationen in Ober- und Unterbereich sowie 5 Seiten Korrespondenzen zusammen.
Das kleine Buch ist für den Ingenieur als Handwerkszeug geschrieben, auf theoretische Beweise wird also verzichtet und Beispiele aus der Nachrichten- und Regelungstechnik wie auch die 22 Übungsaufgaben verdeutlichen die Wirksamkeit der Methode. B 389 *H. Birnstiel*

Große Volumengaszähler. PTB-Prüfregeln, Bd. 4. Von *E. Eujen*. Herausgegeben von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt. Braunschweig: Deutscher Eichverlag 1970. 50 Seiten, 16,80 DM.

Die PTB-Prüfregeln für große Volumenzähler sind eine Ergänzung der in der deutschen Bundesrepublik gültigen Eichvorschriften. Sie geben eine kurze, doch für den Meßmittelanwender wertvolle Beschreibung der mit der Prüfung von Gaszählern zusammenhängenden Probleme.
Für die wichtigsten Gaszählertypen werden die Konstruktionsprinzipien und die meßtechnischen Eigenschaften beschrieben.
Hervorzuheben ist die ausführliche Behandlung der Fehlerberechnung. Die gegebenen Hinweise, die bei der Auswahl und dem Betrieb der Prüfstände und Normale zur Prüfung der Gaszähler zu beachten sind, werden bei der praktischen Durchführung der Gaszählerprüfung von großem Nutzen sein. B 390 *D. Tauchert*

Aufgabensammlung zur Regelungstechnik. Von *H. Kindler, H. Buchta* und *H.-H. Wilfert*. 2., durchgesehene und ergänzte Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1970. 254 Seiten, 249 Bilder, 13 Tafeln, 22,— M.

Wissen kann nur durch Übung zum sicheren Arbeitsmittel werden.
Dieses Buch erfüllt diese Aufgabe vorbildlich. Die Gliederung des Besprechungsgegenstandes und die klare Darstellungsform, unterstrichen durch zahlreiche Schematas und Diagramme, ermöglicht es sowohl dem Studierenden wie dem Praktiker, die theoretischen Grundlagen zu vertiefen bzw. sich in Erinnerung zu rufen und an konkreten Zahlenbeispielen anzuwenden. Die Methodik mit Aufgabenstellung, Lösungshinweisen und ausführlicher Lösungsdarstellung ist didaktisch ausgezeichnet, so daß der Bearbeiter jederzeit in der Lage ist, anhand der Lösungsdarstellung vorhandene Wissenslücken auszufüllen. Da jedem Abschnitt zum Schluß Aufgaben ohne Lösungen beigegeben sind, kann der Bearbeiter objektiv seinen eigenen Wissensstand überprüfen.
Die Stoffauswahl beginnt mit den methodischen Arbeitsmitteln der Fourier- und Laplace-Transformation über die Frequenzganguntersuchungen zur Analyse mit den wichtigsten Stabilitätskriterien. Das Kapitel Methoden zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens vertieft in mehreren Beispielen die für die Praxis wichtige Aufgabenstellung. Die große Bedeutung der Nichtlinearitäten und die abtastende Regelung werden durch einen breiten Beitrag behandelt.
Besonders bedeutungsvoll ist das vorliegendde Werk für den in der Praxis arbeitenden Ingenieur, zur Weiterbildung und zum Fernstudium, denn hier wird ein regelungstechnisches Praktikum für die theoretische Behandlung grundsätzlicher Probleme gegeben.
Bei der großen Bedeutung, die heute die Regelungstechnik für jeden Ingenieur in Forschung und in Praxis hat, ist diesem Werk eine große Verbreitung zu wünschen, da mit dem hier vertieften Wissen die Voraussetzungen für eine weitere Anwendung der technischen Kybernetik in industriellen Prozessen geschaffen werden. B 395 *H. Costa*

VEB KOMBINAT ORSTA-HYDRAULIK

Betrieb Pneumatik Berlin

Wir projektieren, liefern und montieren pneumatische, elektro-pneumatische und pneumo-pneumatische Regel- und Steuerungssysteme für die Rationalisierung und Automatisierung

DDR-102 Berlin, Monbijouplatz 2

ORSTA pneumatik

Kurzauszüge von Aufsätzen aus der Werkzeitschrift des Zentralen Anlagenbaus der Betriebsmeß-, Steuerungs- und Regelungstechnik der DDR
(Redaktion: DDR – 153 Teltow, Ruhlsdorfer Str. 23)

Technische
Information GRW

Probleme der Gestaltung und des Einsatzes von Trainingseinrichtungen

IA 6.8

R. Rehberg und *H.-J. Wolf*, H. 4/1970, S. 1–6

Zwischen dem erreichten technischen Entwicklungsstand der Automatisierungssysteme und dem aus ihm erwachsenden notwendigen Leistungsniveau des Personals in BMSR-Überwachungseinrichtungen klafft eine spürbare Lücke. Das entscheidende Hindernis bei der Bewältigung dieses Problems ist darin zu sehen, daß es bisher nicht gelungen ist, eine einheitliche Grundkonzeption für die Ausbildung von Operateuren zu erarbeiten.
In dem Aufsatz wird versucht, einige Grundgedanken über die zweckmäßige Gestaltung des Trainings von Operateuren und der Trainingseinrichtungen zu formulieren und die wesentlichen Konsequenzen für die praktische Realisierung darzulegen.
Es wird ausgeführt, daß der Zieldefinition hinsichtlich der Bestimmung des Trainingsinhaltes wesentliche Bedeutung zukommt. Eine exakte Arbeitsanalyse sei Grundlage für eine präzise Erfassung aller zu der jeweiligen Arbeit gehörenden Tätigkeiten, d. h. Operationen oder Aktivitäten. Ausgehend von der Feststellung, daß bei weitem noch nicht alle Probleme als gelöst betrachtet werden können und die Diskussion über psychologische Fragen einer Theorie des Trainings und der Trainingseinrichtungen noch nicht abgeschlossen ist, behandelt der Autor die Möglichkeiten der Realisierung bei der Konstruktion und dem Einsatz von Trainingseinrichtungen.
Bei der Erläuterung der Erfassung der Trainingsresultate und ihre Übertragbarkeit werden die Beziehungen zwischen Simulationsgüte, Übertragbarkeit und Kosten aufgezeigt (Bild).
Es sei lohnenswert, die bereits angeführte Möglichkeit zu überprüfen, Trainingseinrichtungen für bestimmte Klassen technologischer Prozesse zu bauen. Dieser Weg wird wertvoll für die Ausbildung sein. Es ergeben sich weiterhin

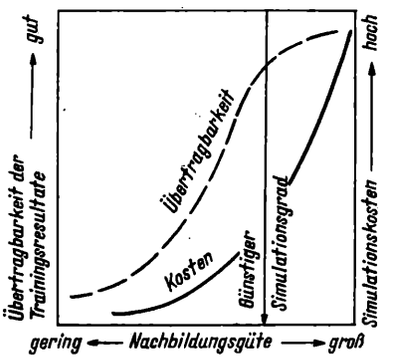


Bild. Beziehungen zwischen Simulationsgüte, Übertragbarkeit und Kosten

ökonomische Vorteile, die nicht aus der Betrachtung ausgeschlossen werden können. Diese Sichtweite ist vor allem deshalb von Bedeutung, da Ausbildungserfolg und finanziell-technischer Aufwand in einem möglichst günstigen Verhältnis zueinander stehen sollen.

msr 3633

Rohrbruchsicherungsanlagen in Versorgungsnetzen der Wasserwirtschaft

IA 3.2.1.4

G. Heim, H. 4/1970, S. 7–10

Da Rohrleitungen in den o. a. Netzen fast ausschließlich unterirdisch verlegt werden, sind auftretende Schäden nicht ohne weiteres feststellbar. Es mehren sich die Fälle, wo die beschriebenen Anlagen aus sicherheitstechnischen Gründen gefordert werden.
Vom Autor werden Möglichkeiten vorgestellt, die im VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow angewandt werden, um derartige Anlagen zu realisieren.
Rohrbrüche treten auf durch totale Zerstörung oder durch Undichtigkeiten (ihre Feststellung ist relativ schwierig).
Für die Absperrung von Rohrleitungen bei Totalschäden haben sich Ringkolbenschieber mit Fallgewichtsantrieb bewährt. Die Auslösung erfolgt in diesem Fall durch eine Ringwaage, die als Durchflußwächter eingesetzt ist.
Die Erfassung der Undichtigkeiten erfolgt mittels Meßwerterfassung von Mengendifferenzen mit analogen Meßgeräten, d. h. es besteht für die Erfassung der Leckmengen, die unterhalb der maximalen Betriebsmengen liegen, nur die Möglichkeit, Eingangs- und Ausgangsmengen zu vergleichen.
Es wird dargelegt, daß umfangreiche Untersuchungen im Betriebsteil Pirna des o. a. VEB ergeben haben, daß wesentlich günstigere Voraussetzungen beim Einsatz von Differenzdruckumformer „ursapond" mit elektrischem Einheitssignal vorhanden sind (Bild).
Eine weitere Möglichkeit durch Anwendung einer Vergleichsschaltung mit Bauelementen der Fernmeldetechnik wird beschrieben (Schaltung mit Zähleinrichtung auf Relaisbasis zur Erfassung von Mengendifferenzen).

Für eine Rohrbruchsicherungsanlage mit besonders hohen Anforderungen durch die vorgegebenen Parameter und schwierigen Einsatzbedingungen wird weiterhin eine Anlage

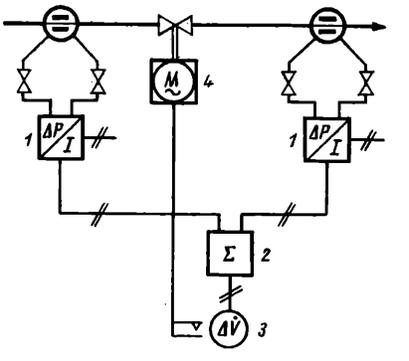


Bild. Rohrbruchsicherung mit analoger Differenzerfassung
1 Differenzdruckumformer „ursapond"; *2* Radizierung, Rechenglied; *3* Zweipunktregler; *4* Ringkolbenschieber

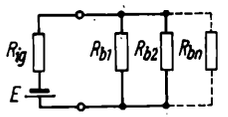
mit digitaler kontaktloser Auswertung beschrieben, deren spezielle Schaltung mit Bausteinen des TRANSLOG-Systems entwickelt wurde. Zur Erfassung der Differenzmenge kam dabei eine Schaltung zur Anwendung, die eine unmittelbare Zählung gestattet.

msr 3634

Betriebsmeßtechnik

Eingeprägte Spannung applied voltage
носитель сигнала — напряжение

Begriff zur Kennzeichnung der Belastungsunabhängigkeit des Signalträgers Spannung bei der Übertragung von ↑ Signalen zwischen der Meßeinrichtung und anderen Funktionseinheiten einer Regel- oder Steuereinrichtung sowie zwischen diesen Funktionseinheiten untereinander. Durch zweckentsprechende Auslegung des Signalträgers wird erreicht, daß innerhalb $R_b > R_{b\,min}$ beliebig viele Belastungswiderstände R_L parallelgeschaltet werden können (s. Bild), ohne daß der



Fehler des Informationsparameters Spannung gegenüber der signalisierten Größe die zulässigen Grenzen überschreitet. Bei Verwendung des vereinheitlichten Spannungssignals des Systems ursamat ($U = 0...10$ V) ist $R_{b\,min} = 2$ kΩ.

Einheit unit
единица

Eine E. (Maßeinheit) ist eine willkürlich gewählte Bezugsgröße gleicher Art wie die mit der E. zu messende ↑ physikalische Größe. Das Produkt der E. mit einem ↑ Zahlenwert stellt eine physikalische Größe dar.
E. werden in allen Ländern auf Grund von Empfehlungen der Internationalen Meterkonvention gesetzlich festgelegt.

Einheitengleichung equation of units
уравнение единиц

Eine E. bestimmt die Zuordnung von Einheiten der gleichen Größenart zueinander oder von Einheiten verschiedener Größenart untereinander durch konstante Faktoren.

Beispiel: 1 m = 100 cm,
1 t = 1000 kg,
1 at = 1 kp cm^{-2}

Einheitssignal standardized/unified signal
унифицированный сигнал

(Eigentlich: Signal mit vereinheitlichtem Änderungsbereich).
Im Verlauf des Signalflußwegs von Meß- oder Regeleinrichtungen können ↑ Abbildungssignale grundsätzlich von allen physikalischen Größenarten (Signalträgern) getragen werden, soweit diese durch physikalische Effekte erzeugbar sind. In den meisten Fällen stellt die Amplitude dieser Größenarten den ↑ Informationsparameter dar. Einige physikalische Größenarten haben jedoch mehrere Eigenschaften, die als Informationsparameter geeignet sind (z. B. bei einer Wechselspannung Amplitude, Frequenz und Phasenlage). In geschlossenen Gerätesystemen eines Herstellers oder mehrerer zusammenarbeitender Firmen (z. B. im System ursamat der DDR) werden zur Vereinheitlichung der Signale nur wenige Größen als Signalträger in Verbindung mit dem Änderungsbereich des zugehörigen Informationsparameters als E. festgelegt.

Beispiele international üblicher E.:

Kontinuierlich-analoge E.:

1. Gleichstromsignale
   Signalträger: Gleichstrom
   Signalart: kontinuierlich-analog
   Informationsparameter: Amplitude
   Änderungsbereiche: 0... 5 mA
   oder 0...20 mA
   oder 4...20 mA
2. Gleichspannungssignale
   Signalträger: Gleichspannung
   Signalart: kontinuierlich-analog
   Informationsparameter: Amplitude
   Änderungsbereich: 0...10 V
3. Luftdrucksignale
   Signalträger: Luftdruck
   Signalart: kontinuierlich-analog
   Informationsparameter: Amplitude
   Änderungsbereich: 0,2...1 kp cm^{-2}

Diskretes E.:

Kontinuierlich-binäres Gleichspannungssignal
Signalträger: Gleichspannung
Signalart: kontinuierlich-binär
Informationsparameter: Amplitude
Änderungsbereich: 0-Signal 0...−1 V
L-Signal −7...−12 V

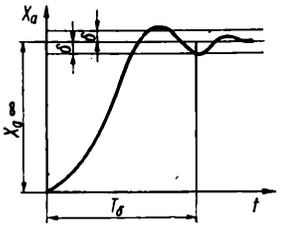
Einsatzbedingungen environmental conditions
рабочие условия

Die E. einer Betriebsmeßeinrichtung werden durch die Umgebungs- und die Mediumsbedingungen bestimmt (TGL 22501). Im Interesse einer Vereinheitlichung der Prüfverfahren und einer besseren Vergleichbarkeit unterschiedlicher Geräte werden dabei die Umgebungsbedingungen unter Berücksichtigung ihres komplexen Zusammenwirkens unter der Bezeichnung Technoklima in drei Stufen der Intensität (TK 1, TK 2 und TK 3) eingeteilt (TGL 22500 Bl. 3). Das Technoklima berücksichtigt Einsatzort, Temperatur, rel. Luftfeuchte, Luftverunreinigungen, mechanische Schwingungen, Stöße und Zusatzbeanspruchungen.

Einschwingzeit building-up/transient time
время успокоения колебаний

(auch Beruhigungszeit, Einstellzeit)

Zeit, nach der die Ausgangsgröße x_a eines Systems bei der Antwort auf einen Eingangssprung x_e endgültig innerhalb eines definierten Bereichs $x_a \pm a$ verbleibt. Üblich ist, die E. als $T_{5\%}$ ($a = 5\%$ wegen $1/e^3 \approx 0{,}05$) oder als T_δ ($a = \delta$, Fehlerklasse der Einrichtung; s. Bild) anzugeben.



Besonders für Meßeinrichtungen hoher Genauigkeit ist T_δ als die Zeit von Interesse, bei der die Ausgangsgröße endgültig in den zulässigen Fehlerbereich eintritt.

Einstellzeit

↑ Einschwingzeit.

Prospektmaterial

über die Literatur des

VEB VERLAG TECHNIK

fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an

Spezialschaltuhren
für alle Zwecke
Sonderanfertigungen nach Angaben u. Diagramm,
Rhythmus- und Taktstraßen-Schaltuhren,
Schaltuhren mit Wischkontakt,
Kurz- u. Langzeitrelais,
Programmsteuer-Schaltwalzen bis 30 Stromkreise,
Schaltwalzen f. Neonwerbung,
Impulsgeber, Zeitschalter,
Schaltuhr-Reparaturen
Franz Seidler
elektr. Uhren u. Apparatebau
8053 Dresden,
Tolkewitzer Straße 53
Ruf 30940

GRW-Automation 70

Der erfolgreiche Ablauf der Fachausstellung GRW-Automation 69 sowie die Situation des Marktes der Ungarischen Volksrepublik haben den VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow bewogen, 1970 in Budapest seine 3. Fachausstellung durchzuführen.
Vom 2. bis 9. September 1970 hatten die ungarischen Abnehmer die Gelegenheit, sich in den Räumen des Kulturzentrums der DDR vom hohen Stand der BMSR-Technik der DDR zu überzeugen. Neben dem Veranstalter beteiligte sich an dieser Ausstellung der VEB Mertik Quedlinburg mit einer Auswahl seiner Erzeugnisse.
Am 2. September 1970 wurde die Ausstellung durch den Handelsrat der DDR eröffnet. Gleichzeitig wurde die Öffentlichkeit durch eine Pressekonferenz und eine Filmvorführung über den VEB GRW Teltow als Zentralen Anlagenbau der BMSR-Technik der DDR und seine Exponate unterrichtet.
Das Ausstellungsprofil zeigte entsprechend dem internationalen Trend der Automatisierung Problemlösungen zur Automatisierung von Produktionsprozessen in verschiedenen Wirtschaftszweigen.
Die Demonstration dieser Problemlösungen erfolgte mit Hilfe mehrerer Exponante, die durch Fachvorträge unterstrichen wurden.
Unter anderem wurde eine komplette Dosieranlage vorgestellt, die aus Wälzkolbenzähler, Mengeneinstellwerk, Verstärker und Fernzählwerk bestand. Weiterhin gehörten Wälzkolbenzähler für flüssige Nahrungsmittel und Woltmanzähler mit den dazugehörenden Funktionsgruppen zum Ausstellungsprogramm.
Aus dem Meßumformerprogramm „ursapond" wurden pneumatische und elektrische Meßumformer für Druck, Differenzdruck und Füllstand mit entsprechenden Funktionsgruppen angeboten. In Erweiterung des Lehrgeräteprogramms wurde die Exponatpalette durch einen Kraftwerkstrainer für Dampferzeuger ergänzt.
Sämtliche Exponate zeigten die universelle Anwendbarkeit des Systems „ursamat" in der Informationsgewinnung und -verarbeitung bei der Automatisierung von Steuerungs-, Regelungs- und Überwachungsprozessen in der Industrie.
Die Fachausstellung GRW-Automation 70 vertiefte die bestehenden Kontakte zu den ungarischen Partnern und gab neue Anregungen für die weitere außenwirtschaftliche und technische Zusammenarbeit. msr 3646

Hohe Auszeichnungen

Für den hohen Einsatz beim sozialistischen Aufbau der DDR wurden anläßlich des 21. Jahrestages der DDR *M. Jannasch* und *G. Eichelbaum* (VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow) mit der Ehrenurkunde des Generaldirektors der VVB Automatisierung und Elektroenergie-Anlagen ausgezeichnet. Dem Kollektiv der Betriebsakademie „*A. S. Makarenko*" des VEB GRW Teltow wurde der Ehrentitel „Kollektiv der sozialistischen Arbeit" verliehen.

METRONEX mit hoher Umsatzsteigerung

Auf eine gute Umsatzentwicklung in der DDR kann das polnische Außenhandelsunternehmen METRONEX zurückblicken. Das Unternehmen liefert u. a. elektronische Geräte, Rechenanlagen und Bauelemente für die Automatisierung. In der Zeit von 1967—1970 wurden die Lieferungen auf diesen Gebieten in die DDR verdreifacht. In gleichem Umfang erhöhte sich der Bezug von DDR-Erzeugnissen durch das polnische Unternehmen. Diese Mitteilung machte Generaldirektor *W. Gabiński* am 12. November 1970 anläßlich der Verabschiedung des bisherigen Direktors des Verkaufs- und Kundendienstbüros in Berlin *M. Grabowski* und der Einführung des neuen Direktors *W. Grenik*. msr 3708

Chemieprojektanten steigern Arbeitsproduktivität

Mit Hilfe der Rechenmaschine ODRA 1013 wird im Organisations- und Rechenzentrum des Leipziger Konstruktions- und Ingenieurbüros Chemie die günstigste Variante bei der

(Foto: ZB/*Kluge*)

Projektierung verschiedener Anlagen ausgerechnet (Bild: Dipl.-Phys. *C. Schmidt*, vorn, und Wartungsingenieur *M. Lindner*). Ein Kollektiv des Leipziger Betriebes ermittelt mit Hilfe der Operationsforschung und der EDV die optimale Projektierungsvariante. Dadurch gelingt es, die Kostensenkung mit der Sicherung einer hohen Grundfondsrentabilität zu verbinden.

Technische Messe St. Eriks

Vom 9. bis 15. Oktober 1970 fand auf dem Gelände der St. Eriks-Messen/Stockholm die diesjährige Technische Messe statt.
Bedingt durch das Fernbleiben der bedeutendsten Produzenten von Automatisierungseinrichtungen sowohl Schwedens als auch des Auslands konzentrierte sich das Interesse auf Baueinheiten der pneumatischen und hydraulischen Automatisierungstechnik.
Die Exponate der Hersteller ließ das Streben nach einem geschlossenen Sortiment in ihrem Angebot erkennen. Dabei bedienen sie sich im wesentlichen der Zulieferungen anderer Gerätehersteller. Das Streben nach geschlossenen Systemen zeigte sich nicht nur in der funktionellen Kompatibilität, sondern auch in einheitlichen Gefäßsystemen, für die sich spezielle Produzenten herausgebildet haben.
Als günstiger Antrieb für viele Automatisierungsaufgaben hat sich der elektrische Linearmotor herausgebildet, der im Mittelpunkt zahlreicher Diskussionen stand.
Einen vollständigen Überblick über die Leistungsfähigkeit der schwedischen Hersteller, die Automatisierungsgeräte produzieren, erhält man sicher auf der alle zwei Jahre stattfindenden „Instrument Mäding".

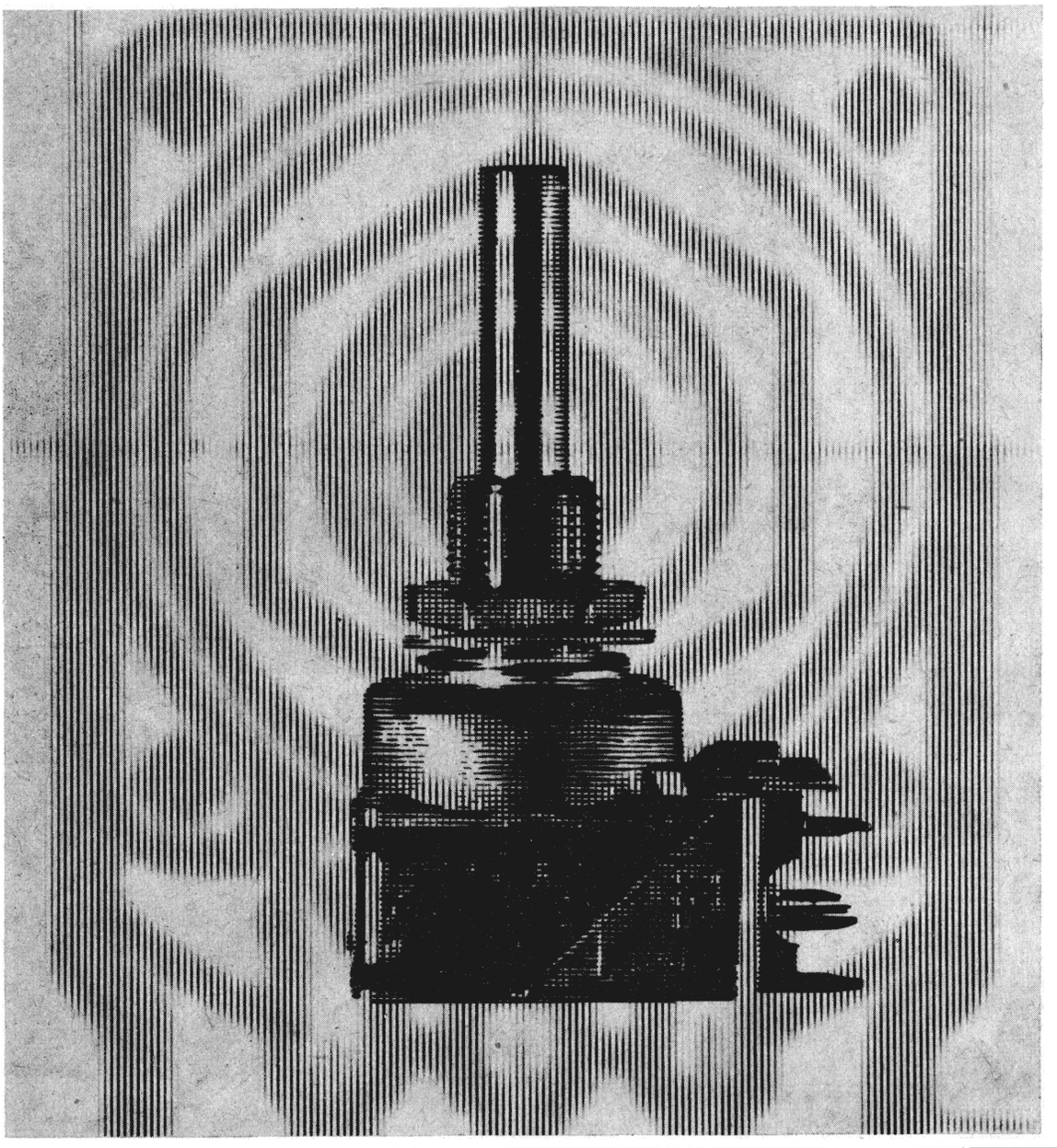
msr 3657 *H. Fuchs*

Gegen Null

In msr 13 (1970) H. 7, S. 262, r. Sp., lies in Zeile 3 und 19 statt lim: $\lim_{\Delta\omega\to\infty}$ $\lim_{\Delta\omega\to 0}$

Im zweiten Teil des gleichen Beitrages (H. 9), S. 357, l. Sp., 3. Zeile v. o. lies: $1/4\ T^2 \ldots$; S. 358, l. Sp., 15. Z. v. o., lies statt „von Gl. (1)": „(1)"; 11. Z. v. u. lies (am Ende d. Gl.): „$\ldots (\xi, 2T)]^2 \cdot d\xi\ d\zeta$"; S. 360 lies in (B 4.5) Integral $x_F^2\ (t, \ldots$; in (B 4.7) muß im letzten Term N_F^2 stehen.

Im H. 9, S. 346, Gl. (5), lies in der Klammer $e^{AT/N}$; in Gl. (15) lies Σ von $m = K + 1$ bis ∞; in Gl. (26) lies $e^{AT} - E$.



Rationelle Produktion durch leiterplattengerechte Bauelemente

Einen Vertreter unserer zahlreichen Neuentwicklungen auf diesem Gebiet wollen wir Ihnen vorstellen.
Dieser Tandemschichtdrehwiderstand zeichnet sich durch eine hohe Gleichlaufgenauigkeit aus. Der Vorteil dieser Ausführung besteht darin, daß dieser Schichtdrehwiderstand im modernen Lötverfahren auf Leiterplatten montiert werden kann.
Die Anschluß- und Befestigungselemente entsprechen dem standardisierten Rastermaß der Leiterplatten.
Die Widerstandsbahnen bestehen aus einer harten, verschleißfesten Widerstandsschicht. Eine sorgfältige Auswahl geeigneter Rohstoffe, verbunden mit einer genauen Endkontrolle, gewährleisten eine immer gleichbleibende Qualität.

RFT electronic

Informationen durch
Kombinat VEB Elektronische Bauelemente Abt. Werbung,
153 Teltow,
Ernst-Thälmann-Straße 10

KOMBINAT VEB ELEKTRONISCHE BAUELEMENTE

messen · steuern · regeln

Heft 12
Dezember 1970
7. Jahrgang
Seiten 221 bis 240

automatisierungspraxis

für Grundlagen, Gerätebau und Betriebserfahrungen

Redaktionsbeirat: Ing. H. Belitz, Obering. G. F. Berg, Dipl.-Ing. H. Birnstiel, Ing. H. W. Bittner, Dr. rer. nat. A. Borgwardt, Ing. H. Gottschalk, Dipl.-Ing. oec. L. Harmeth, Dipl.-Ing. K. Keller, Ing. oec. K.-H. Nagel, Obering. H. Wiedmer

Dipl.-Ing., CSc. J. OBRAZ, Prag

Automatische Werkstoffprüfung mittels Ultraschalls

IA 3.2.6

Einleitung[1])

Zerstörungsfreie Werkstoffprüfungen gehören zu den unerläßlichen Komponenten in der Hüttenindustrie und im Maschinenbau. Dabei erlangen die Ultraschall-Impulsmethoden dank der Möglichkeit, die Lage des Fehlers sowie seine Größe festzustellen und sie trotz hoher Prüfgeschwindigkeit zu automatisieren, eine immer größere Bedeutung. Die Automatisierung und auch die Mechanisierung der Ultraschallprüfung ziehen folgende Probleme nach sich, die gelöst werden müssen:

- Gute akustische Kopplung zwischen Prüfkopf und Prüfling auch bei großer Prüfgeschwindigkeit.
- Genauigkeit der Prüfungsergebnisse und Möglichkeit der automatischen Fehlerauswertung.
- Widerstandsfähigkeit der Geräte gegen Störeinflüsse und elektrische Signale.
- Klassifizierung der Erzeugnisse und rasche Auswertung der Ergebnisse.

1. Akustische Kopplung der Prüfköpfe und Empfindlichkeit der Prüfeinrichtung

Qualität und akustische Kopplung zwischen den Prüfköpfen und dem untersuchten Werkstoff ist von der Ausführung des mechanischen Teiles und von den eigentlichen Prüfköpfen abhängig. In manchen Fällen — vor allem bei grober oder stark verformter Oberfläche des untersuchten Werkstoffs — bevorzugt man bei der Prüfung das Tauchverfahren. In Hüttenwerken, insbesondere bei der Prüfung von Halbzeugen in der Fertigungsstraße, wird einer dritten Methode, der Kontaktmethode der akustischen Kopplung, Vorzug gegeben. Diese Methode erfordert jedoch einen komplizierten mechanischen und elektronischen Aufwand (Empfindlichkeit).

Aus dem Vergleich der Rechen- und Meßergebnisse für einfache und doppelte Prüfköpfe (SE) ergibt sich der Vorzug der SE-Prüfköpfe für automatische Prüfung, da mit größerer Dicke d_e der Koppelschicht gearbeitet und ein Abrieb des Prüfkopfes verhindert werden kann (Bild 1). Bei besonders grober Oberfläche, z. B. infolge von Korrosion, können auch mit SE-Köpfen Empfindlichkeitsveränderungen im Bereich von 0 bis 10 dB nicht ausgeschlossen werden. In diesem Bereich können die Empfindlichkeitsschwankungen mit elektronischen Mitteln ausgeglichen werden.

In den automatisierten Werkstoffprüfeinrichtungen, die auf der Basis des Ultraschalls in der ČSSR arbeiten, verwendet man ein Empfindlichkeits-Kompensierungsverfahren, das impulsweise arbeitet. Das Rückwandecho, dessen Höhe konstant zu halten ist, dient zur Ausbildung eines Impulses im Speicherkreis. Dieser Impuls steht bis zum Anfang der folgenden Periode der Impulsfolgefrequenz an und wird dann mit dem Referenzimpuls verglichen. Bei schlechterer akustischer Kopplung entsteht eine Differenz der Spannungen

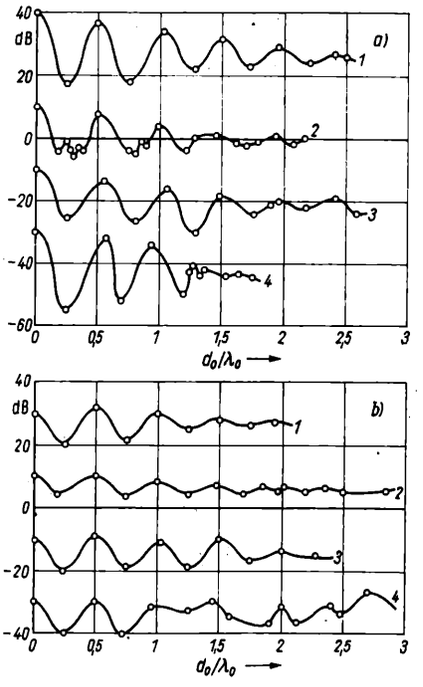


Bild 1
Empfindlichkeitsschwankungen in Abhängigkeit von der relativen Koppelschichtdicke d_0/λ_0. λ_0 Wellenlänge in der Koppelschicht d_0 bei verschiedenen Krümmungshalbmessern r der Oberfläche
$1 - r = \infty$;
$r = 150$ mm;
$r = 75$ mm;
$r = 40$ mm
a) mit Normalprüfkopf,
b) mit SE-Prüfkopf

[1]) Nach einem Vortrag, der unter dem Titel „Automatisierte Ultraschallprüfanlagen in Hüttenwerken" auf dem 5. Wissenschaftlichen Kongreß der KDT, der am 25. und 26. Februar 1970 in Leipzig stattfand, gehalten wurde.

beider Impulse als Signal, das die Leistung des Ultraschallimpulssenders steuert. Die Empfindlichkeit der Ultraschalleinrichtung steigt, bis sie derjenigen bei guter akustischer Kopplung gleicht. Dieser Kompensator von Änderungen der akustischen Kopplung vermag einen Empfindlichkeitsabfall von −10 dB mit einem Fehler von max. 2 dB auszugleichen. Ein größerer Empfindlichkeitsabfall, und zwar von −10 dB bis −14 dB, wird mit einem Fehler von −3 dB korrigiert. Bei einer nicht abgeglichenen Empfindlichkeitssenkung von mehr als −4 dB spricht eine Signaleinrichtung an, die anzeigt, ob eine genaue Prüfung (Fehler größer als 4 dB) möglich ist oder überhaupt geprüft werden kann.

2. Fehleranzeige und ihre Genauigkeit

Bei der Automatisierung der Prüfung ist es manchmal erforderlich, mit einer bestimmten Genauigkeit die Werkstofffehler festzustellen, die eine voreingestellte Ersatzgröße erreichen. Insbesondere bei Objekten mit größeren Abmessungen handelt es sich um ein kompliziertes Problem; denn es muß der tiefenabhängige Empfindlichkeitsabfall der Einrichtung und die Breite des untersuchten Werkstoffstreifens (Zeile) in Betracht gezogen werden. Der Einfluß von Tiefe und Abstand Fehler/Prüfkopf kann durch elektronische Mittel ausgeglichen werden. Es läßt sich auch erreichen, Fehler von gleicher Ersatzgröße durch Echos von gleicher Höhe anzuzeigen. In den o. a. Ultraschallprüfanlagen wird nach einem Landespatent eine Schaltung verwendet, die im Fernfeld des Ultraschallprüfkopfes den Einfluß der Ultraschallschwächung auf die Streuung des Ultraschallbündels ausgleicht.

Nach dieser Schaltung steigt die Verstärkung A des Verstärkers des Ultraschallgerätes im Fernfeld nach der Beziehung

$$A = k\, l^2\, \mathrm{e}^{2\alpha l}\,. \tag{1}$$

Die Echohöhen E sind dann von der Tiefe l unabhängig und nur dem Quadrat der Fehlergröße D_F proportional. Praktisch läßt sich nach der Gl. (2) eine Genauigkeit des Tiefenausgleichs mit einer Abweichung von $\pm$ 2 dB erzielen, so daß es möglich ist, Fehler im Fernfeld des Prüfkopfes automatisch nach der Ersatzgröße D_F zu unterscheiden.

$$E = k' \frac{l_0^2}{l_m^2} \frac{D_F^2}{D^2}\, \mathrm{e}^{-2\alpha l_m}\,, \tag{2}$$

D Durchmesser des Wandlers im Prüfkopf, l_0 Länge des Nahfeldes, l_m max. Kompensierungstiefe.

Für ausgedehnte Fehler in relativ geringer Tiefe kann dieser Tiefenausgleich nicht realisiert werden.

Größere Fehler können auch automatisch unterschieden werden, und zwar nach der Impulszahl, die der Fehlerlänge unter dem Prüfkopf proportional ist. Bei diesem Verfahren ist eine konstante Vorschubgeschwindigkeit des Prüfkopfes gegenüber dem untersuchten Werkstoff erforderlich. Falls im Werkstoff ausgedehnte Fehler zu erwarten sind, werden Abschnitte z. B. von je 10 oder 20 mm gebildet und die Anzahl der Abschnitte vermerkt, in die der ausgedehnte Fehler eingreift.

3. Widerstandsfähigkeit gegen elektrische Störsignale

Eine wirksame Maßnahme gegen die elektromagnetischen Störsignale ist die Entstörung des Ultraschallimpulsempfängers mittels eines Hilfsverstärkers, der die entweder aus der Atmosphäre auf einer eigenen Stabantenne oder z. B. auf der Schirmung der zu den Prüfköpfen führenden Koaxialkabel aufgefangenen Störsignale verstärkt. Am Verstärkungsausgang, wo ein Teil der Spannung in die Signaleinrichtung abgezweigt wird, wird die Spannung am Ausgang des Hilfsverstärkers von der Spannung am Hauptverstärkerausgang subtrahiert. Die Echosignale durchlaufen nur den Hauptverstärker, während die Störsignale unterdrückt werden, da sie an die Ausgänge beider Verstärker gelangen und gegeneinander wirken.

Störsignale können in die elektronischen Schaltungen auch aus den Netzteilen eindringen. Dies läßt sich durch vollständige Aussiebung der Netzspannung und elektronische Stabilisierung der Stromquellen verhindern. Ohne Entstörungsmaßnahmen ist der Betrieb von automatischen Prüfanlagen fast ausgeschlossen.

4. Einrichtungen aus der ČSSR für automatische Prüfung

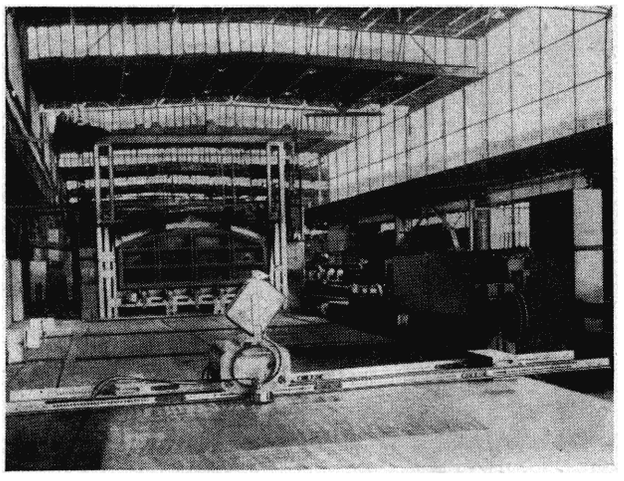
4.1. Vollautomatische Prüfung von Blechen

Für die vollautomatische Prüfung von hochbeanspruchten Blechen, z. B. für den Bau von Kernkraftwerkeinrichtungen, werden zwei einander ähnliche Prüfeinrichtungen verwendet (bis zu einer Dicke von 500 bzw. von 20 mm).

Auf die Blechtafel (bis 3 m × 4 m) werden zwei Zahnstangen gelegt, die auf zwei am Blechtafelrand angeordneten Vorschubeinrichtungen befestigt sind (Bild 2). Über die Zahnstangen fährt ein Wagen, der den Prüfkopf und eine am Signalkreis angeschlossene Registriereinrichtung trägt. Das Registrierpapier ist auf einer Trommel aufgewickelt, die sich proportional zum Weg des Wagens über die Blechtafel dreht. Sobald der von einem eigenen Elektromotor angetriebene Wagen bis zum Blechtafelrand über eine der Vorschubeinrichtungen auffährt, werden die Motoren der Vorschubeinrichtungen in Betrieb gesetzt. Die Vorschubeinrichtungen werden mittels Exzenter angehoben und verschieben sich in senkrechter Richtung zur Wagenbewegung. Zugleich verschiebt sich auch der Schreiber der Registriereinrichtung, worauf sich der Wagen wieder zum anderen Blechrand bewegt.

In dickwandigem Walzgut können Fehler mit der Ersatzgröße von 3 mm bis zu einer Dicke von 500 mm bei einer

Bild 2. Prüfeinrichtung zur Kontrolle von Blechtafeln (Werkfoto: VŽKG, Ostrava)



Ultraschallfrequenz von 2 MHz zuverlässig angezeigt werden. Es wird ein einfacher Prüfkopf mit akustischer Wasserkontaktkopplung verwendet. Der Tiefenausgleich arbeitet mit einer max. Abweichung von $\pm$ 3 dB, wobei die mittlere Abweichung für Fehler in der Achse im Bereich von $\pm$ 2 dB liegt. Der Ausgleich der akustischen Kopplung ermöglicht Prüfungen von Blechen mit relativ grober Oberfläche (zunderfrei, Handschleifmaschinenbearbeitung). Bei einer Zeilenbreite von 12 mm und Vorschubgeschwindigkeit des Prüfkopfes von 0,2 m/s verändert sich die Empfindlichkeit höchstens um $\pm$ 2 dB. Die max. Gesamtabweichung der Größe der angezeigten Fehler von der erforderlichen Grenzgröße beträgt dann etwa 30%.

Auch die Kontrolle von 20 mm dicken Blechen wird auf ähnliche Weise, jedoch mit dem Unterschied durchgeführt, daß mit einer Frequenz von 4 MHz mittels eines SE-Prüfkopfes (mit unter einem Winkel von 10° geneigten Schallschwingern) gearbeitet wird. Die Zeilenbreite beträgt nur 8 mm, da die SE-Prüfköpfe größere Richtwirkung als die o. a. Prüfköpfe aufweisen. Die minimalen, zuverlässig angezeigten Fehler werden beim automatischen Betrieb von der Ersatzgröße von 1,5 mm aufwärts zur Anzeige gebracht. Die Genauigkeit der Anzeige ist geringer (Abweichungen bis zu 40%) als bei dicken Blechen, insbesondere wenn der Tiefenausgleich im Nahfeld nicht benutzt wird. Es wurde jedoch ein Tiefenausgleich ausgearbeitet, mit dem annähernd die gleichen Ergebnisse wie im Fernfeld, d. h. Abweichungen bis 30%, ausgeglichen werden können.

4.2. Prüfeinrichtung für Rotationskörper

Für die Prüfung von zylindrischen oder hohlzylindrischen Körpern wird in den Eisenwerken Ostrava eine automatische Anlage mit Ausgleich der akustischen Kopplung und Tiefenausgleich verwendet. Die untersuchten Körper drehen sich auf einer Drehmaschine, auf deren sich bewegendem Werkzeugschlitten ein Kontaktprüfkopf für eine Frequenz von 4 MHz angebracht ist. Bei Zylindern mit einem Durchmesser von 600 mm können Fehler mit einer Ersatzgröße von 1,5 mm angezeigt werden. Die Prüfung erfolgt auf einer Spirale mit der Steigung von 10 mm. Das entspricht wieder der Bedingung, daß die Fehler an den Zeilenrändern durch Echos angezeigt werden müssen, deren Höhe mit Rücksicht auf die Fehler in der Prüfkopfachse um 4 dB sinkt. Dank dem Ausgleich der akustischen Kopplung und der Fehlertiefe wird mit einem max. Fehler von 30% gearbeitet. Zwei Signaleinrichtungen (Monitoren) sortieren die Fehler in zwei Gruppen gemäß der Ersatzgröße oder suchen die Fehler aus zwei Tiefenabschnitten heraus.

4.3. Prüfanlage für Stäbe

Diese Einrichtung ist als Teil einer Fertigungs- oder Aufbereitungsstraße für die Prüfung von Stabwerkstoff oder Knüppeln bestimmt. Deshalb ist es erforderlich, daß die resultierende Prüfgeschwindigkeit der Herstellungsgeschwindigkeit des Halbzeuges entspricht (d. h. 0,5 m/s). Bei dieser Prüfgeschwindigkeit muß sich der kontrollierte Stab bzw. Knüppel nur in axialer Richtung bewegen. Um auch dabei eine maximale Wahrscheinlichkeit der Anzeige innerer axialer Fehler zu gewährleisten, wurde ein neues System ausgearbeitet, mit dem die axialen Fehler unterschieden werden können (in Stäben mit rundem oder quadratischem Querschnitt). Die Höhe der Wahrscheinlichkeit, ebene Risse anzuzeigen, liegt bei 90%.

Den Hauptteil der mechanischen Prüfeinrichtung bilden fünf Prüfköpfe, die zu je 45° über die Hälfte des Umfangs

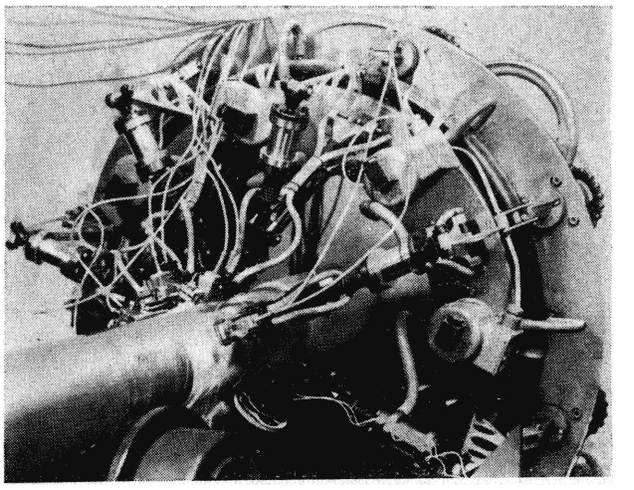


Bild 3. Prüfeinrichtung zur Kontrolle von Stäben (Werkfoto: Laboratorní přístroje, Prag)

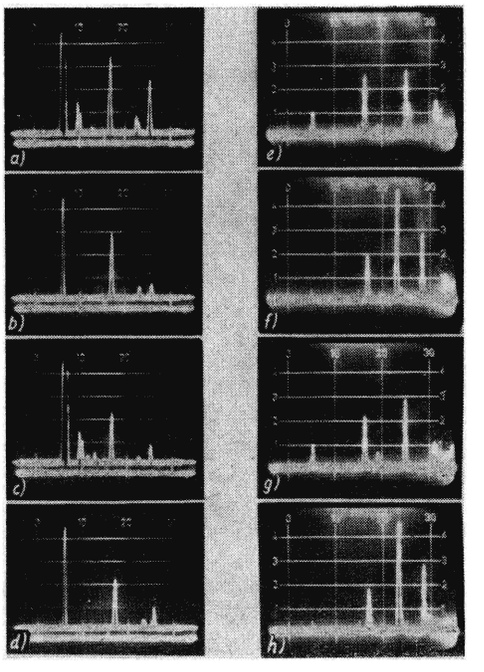


Bild 4. Schirmbildaufzeichnung bei einem axialen Lunker im Stab
a) bis d) aktive Prüfköpfe (mit Sendeimpuls, linke Seite)
e) bis h) passive Prüfköpfe (ohne Sendeimpuls)

des Stabes mit rundem oder quadratischem Querschnitt verteilt sind (Bild 3). In einem Arbeitszyklus der Impulsfolgefrequenz senden die Prüfköpfe 1 bis 4. Deshalb ist jeder Zyklus in 4 Perioden geteilt, und am Anfang jeder dieser Perioden sendet der betreffende Prüfkopf einen Impuls in den zu prüfenden Stab. Die in die Prüfköpfe zurückreflektierten Echos werden elektronisch so verarbeitet, daß in einer Periode die vom Senderprüfkopf (aktiver Kopf) und vom Nachbarprüfkopf (passiver Kopf) empfangenen Echos zur Anzeige gebracht werden. Aus dem Verhältnis der Echohöhen am aktiven und passiven Prüfkopf kann auf die Gestalt des Fehlers geschlossen werden.

Im Fall eines axialen Lunkers gibt es in einem Arbeitszyklus aus den aktiven und passiven Prüfköpfen je vier Impulse (Bild 4); hingegen fehlt bei einem Riß in einer der Perioden wenigstens ein Echo aus den aktiven und passiven Prüfköpfen. Dabei ist dank der Kombination von aktiven und passiven Prüfköpfen die Wahrscheinlichkeit, daß ein ebener Riß

nicht zur Anzeige gebracht wird, äußerst gering. In den Auswertungskreisen werden die Echos in den einzelnen Perioden aus den aktiven und passiven Prüfköpfen verarbeitet und die Ergebnisse auf Registrierpapier aufgenommen bzw. es findet ein Drucker Verwendung.

Auf diese Weise kann der Charakter der Fehler an runden Stäben oder Knüppeln mit Durchmessern von 20 bis 300 mm und an Stäben mit quadratischem Querschnitt mit einer Seitenlänge über 60 mm ermittelt werden. Jeder Prüfkopf ist an einem separaten Führungsarm in einem kardanisch gelagerten Rahmen befestigt (Bild 3). Die Führungsarme werden durch einen Kranz getragen. Auf diese Weise ist ein rascher Wechsel auf Stäbe mit einem anderen Durchmesser möglich.

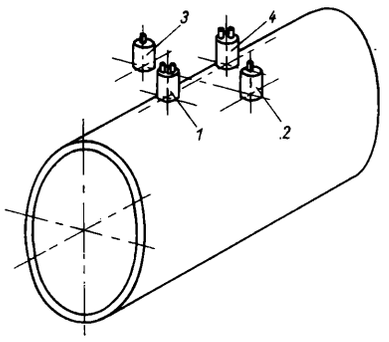
4.4. Prüfung von Rohren mit großem Durchmesser

Für hochbeanspruchte Rohrleitungen sind Rohre mit größeren Durchmessern als 500 mm erforderlich, bei denen das Verhältnis Durchmesser/Wanddicke im Bereich von 25:1 bis 35:1 liegt. In diesen Rohren werden mittels Ultraschalls Längsfehler angezeigt, und zwar sowohl mit der Oberfläche des Rohres gleichlaufende, den Charakter von Verdopplungen tragende als auch zur Oberfläche verschieden schräg geneigte, evtl. mit ihr zusammenhängende Fehler. Außerdem wird automatisch die Wanddicke gemessen.

Die Ultraschallprüfung wird im Tauchverfahren durchgeführt. Das Rohr wird in einem Tank mit Öl oder mit Wasser gedreht. Über dem sich drehenden Rohr bewegt sich axial eine Brücke, an der vier Meßköpfe befestigt sind (Bild 5). Alle auf der Frequenz 4 MHz arbeitenden Prüfköpfe reichen nur wenige Millimeter unter den Flüssigkeitsspiegel. Der Prüfkopf 1 ist ein SE-Prüfkopf in Kontaktkopplung und dient für die Bestimmung von Dopplungen in der Rohrwand. Die Normalprüfköpfe 2 und 3 sind parallel geschaltet und zur Anzeige von schrägen Längsfehlern bestimmt. Angeordnet sind sie außerhalb der senkrechten Rohrachse, so daß zwischen Prüfkopf und Rohr eine Flüssigkeitsschicht von 30 bis 40 mm und außerdem eine Ultraschallblende ist.

Der Prüfkopf 4 ist auch ein SE-Prüfkopf und dient für Messungen der Wanddicke. Die Meßwerte der Dicke werden zusammen mit den angezeigten Fehlern im Registriergerät aufgenommen. Da es sich um ein Tauchverfahren handelt, wird kein Ausgleich der akustischen Kopplung verwendet.

Bild 5
Anordnung der Prüfköpfe bei der Rohrprüfung



Bei glatter Oberfläche (von 6,3 bis 12,1 µm) können Risse angezeigt werden, die mit der Oberfläche zusammenhängen und in eine Tiefe von 0,8 mm bei einer Länge von 10 mm reichen. Verdopplungen können bis zu einer Ersatzgröße von 1,5 mm angezeigt werden. Die Genauigkeit der automatischen Dickenmessung ist im wesentlichen vom Zustand der Oberfläche abhängig und beträgt für eine gute Oberfläche etwa 0,3 mm.

Zusammenfassung

Die o. a. automatischen Ultraschallprüfeinrichtungen finden in Hüttenbetrieben der ČSSR, vor allem in den Eisenwerken Ostrava Verwendung. Es handelt sich vorwiegend um Einrichtungen mit hoher Genauigkeit, die die festgestellten Fehler gemäß ihrer Größe aufzeichnen können. Die Genauigkeit wird vor allem dank dem Tiefenausgleich und der Kompensierung der Veränderungen der akustischen Kopplung erzielt. Dann läßt sich die Ersatzgröße des Fehlers mit einer Genauigkeit von etwa 30% feststellen, was bei der automatischen Ultraschallprüfung als gutes Ergebnis betrachtet werden darf.

Literatur

[1] *Krautkrämer, J.*, und *H.*: Werkstoffprüfung mit Ultraschall. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1966.
[2] *Obraz, J.*: Ultraschalleinrichtung zur automatischen Prüfung dickwandiger Walzstücke. Materialprüfung 7 (1965) H. 10, S. 379–383.
[3] *Obraz, J.*: Tschechoslowakische Anlagen für automatische Ultraschallprüfung. Die Schwerindustrie der Tschechoslowakei (1969) H. 3, S. 7–13.

msr 3533

Anschrift des Verfassers:
J. Obraz, Dipl.-Ing., CSc., Prag 3/ČSSR, Kubelikova 27.

Prof. Dr.-Ing. habil. D. HOFMANN, Jena, und Dipl.-Ing. G. KNOBLAUCH, Dresden

Meßanordnung zur Oberflächentemperaturmessung rotierender Walzen

IA 3.2.3.1; 5.6.1.4

Einleitung

Aus technischen und ökonomischen Gründen ist die Messung der Oberflächentemperatur an rotierenden Walzen in der Hüttenindustrie, z. B. zur Feinblechherstellung, erforderlich.

Die unterschiedliche Breite von Walzgut und Walze hat einen Temperaturgradienten längs der Walze zur Folge. Der Walzenschliff wird deshalb so ausgeführt, daß bei einer Temperatur von 430 °C am Ballen und 300 °C am Zapfen beide Walzen zylindrisch laufen. Abweichende Temperaturen ergeben ballige oder hohle Walzen. Die unter diesen Bedingungen gewalzten Bleche weisen eine unterschiedliche Blechdicke über der Walzbreite auf und sind damit qualitätsgemindert.

Außerdem haben Spannungsbrüche an den in der Praxis auftretenden Walzenbrüchen großen Anteil. Diese Brüche entstehen dann, wenn zwischen Walzenmantel und Walzenkern ein zulässiges Temperaturgefälle überschritten wird. Ursachen dafür sind Änderungen des Angebots und der Temperatur des Walzgutes. Werden Temperaturänderungen der Walzenoberfläche nicht rechtzeitig durch Kalt- oder Warmluft ausgeglichen, so können bereits geringe Drucküberlastungen beim Walzvorgang zu einem Walzenbruch führen.

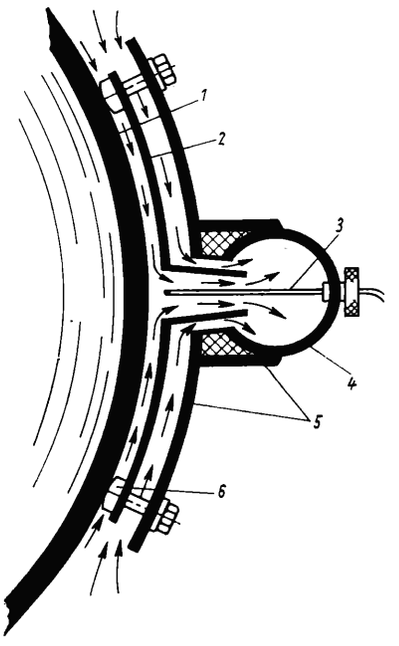


Bild 1
Aufbau der Meßeinrichtung
1 Walze, *2* Leitblech, *3* Mantelthermoelement, *4* Absaugrohr, *5* Halterung, *6* Gleitfüße

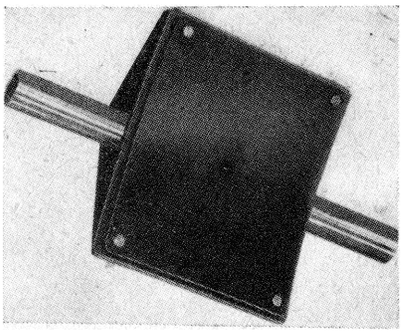


Bild 2
Meßkopf

Im vorliegenden Beitrag wird über eine Meßanordnung berichtet, mit der die Oberflächentemperatur rotierender Walzen, besonders in Walzgerüsten von Eisenhüttenwerken, gemessen werden kann.

1. Stand der Technik

Verschiedene Meßverfahren sind bekannt, mit denen die Oberflächentemperatur rotierender Walzen bestimmt werden kann. Von diesen Meßverfahren ist allerdings nur ein Teil im praktischen Einsatz. Je nach Meßverfahren, konstruktivem Aufbau des Meßgerätes und den vorhandenen Meßbedingungen ist die Temperaturmessung Beschränkungen unterworfen.

Die einfachste Temperaturbestimmung an Walzenoberflächen erfolgt durch Anlegethermoelemente [1] und [2]. Wärmeableitung, Wärmeabstrahlung und die entstehende Reibungswärme führen bei der Temperaturmessung bewegter Objekte zu schwer erfaßbaren Meßfehlern.

Eine von *Toperwerch* und *Schermann* [3] angegebene Meßanordnung besteht aus zwei Thermoelementen mit massiven Meßstellen, die mit unterschiedlichem Druck auf die Walzenoberfläche gedrückt werden. Unter der Voraussetzung, daß die durch Reibungswärme entstehenden Thermospannungen im betrachteten Gebiet linear vom Druck abhängen, wird der durch Reibung entstehende Meßfehler schaltungstechnisch korrigiert. Über den industriellen Einsatz eines Meßgerätes mit diesem Meßverfahren ist nichts bekannt.

In dem Rollenfühler [2] rollen zwei Temperaturaufnahmewalzen auf der Walzenoberfläche ab und nehmen deren Temperatur an. Sie übertragen die aufgenommene Wärme konduktiv an eine Meßwalze. Dieses Meßverfahren setzt voraus, daß der Wärmeübergang zwischen Walzenoberfläche, Temperaturaufnahmewalzen und Meßwalze gut ist und daß Wärmeableitung und Wärmeabstrahlung der Temperaturaufnahme- und Meßwalze nach außen klein bleiben. Die Temperaturaufnahmewalzen sind mit Gummi beschichtet. Das macht sie zur Walzentemperaturmessung in Hüttenwerken ungeeignet.

Der Thermowirbulator dient der Walzentemperaturmessung bis 250 °C [2], [4] und [5]. Er wird in geringem Abstand von der Walzenoberfläche so angeordnet, daß die eine Seite der Meßkammer des Thermowirbulators durch die Walzenoberfläche gebildet wird. In dem so entstandenen Meßraum befinden sich ein Temperaturfühler und ein Ventilatorflügel. Durch intensive Luftumwälzung wird erreicht, daß der Meßraum und damit der Meßfühler die Temperatur der Walzenoberfläche annehmen. Das Meßgerät ist vor allem für Temperaturmessungen in der Textil- und Papierindustrie geeignet.

Von *Keinath* [6] wurden Versuche mit einem induktiven Fühler zur Walzentemperaturmessung im Temperaturbereich von 50 bis 150 °C unternommen. Eine Weiterführung dieser Versuche erfolgte durch *Mouly* [7] für Temperaturen bis 500 °C. Die Abhängigkeit der magnetischen Eigenschaften des Walzenmantels von dessen Temperatur ist Grundlage des Meßprinzips. Über den industriellen Einsatz eines nach diesem Prinzip arbeitenden Meßgerätes ist nichts bekannt. Die Abhängigkeit der magnetischen Eigenschaften der Walzen von ihrer Zusammensetzung sowie ihrer mechanischen und thermischen Vorbehandlung könnten dafür ausschlaggebend sein.

In [8] wird ein Meßverfahren angegeben, bei dem der Temperaturfühler in geringem Abstand von der Walzenoberfläche angeordnet ist. Zum gleichen Meßverfahren wurden Versuche mit Thermoelementen durchgeführt [9], die in eine Isoliermasse aus Wasserglas und Zinkoxid eingebettet waren und von drei Gleitfüßen in einem konstanten Abstand von 0,3 mm zur Walzenoberfläche gehalten wurden. Den starken mechanischen Belastungen während des Walzbetriebes waren die Meßköpfe nicht gewachsen.

Zur berührungslosen Walzentemperaturmessung mittels Gesamt- oder Teilstrahlungspyrometern [1], [2] und [10] muß das Emissionsvermögen des Strahlers bekannt sein. Mit Änderung der Oberflächenbeschaffenheit des Walzenmantels als Folge natürlicher Abnutzung und Aufrauhung während des Walzprozesses ändert sich dessen Emissionsvermögen [11]. Deshalb sind pyrometrische Verfahren für das vorgegebene Meßproblem wenig geeignet.

Im folgenden soll nun eine Meßanordnung zur Oberflächentemperaturmessung rotierender Walzen angegeben werden, die bis 600 °C eingesetzt werden kann, die erschütterungsunempfindlich ist und unabhängig von den Werkstoffeigenschaften der Walzen.

2. Aufbau und Funktion der Meßanordnung

Die Meßanordnung besteht aus einem Meßkopf, aus Strömungskanälen und einem Mantelthermoelement als Temperaturfühler (Bild 1). Durch das Rohrsystem der Halterung wird über den Meßkopf von der Walzenoberfläche Luft abgesaugt. Die zwischen Walzenoberfläche und erstem Leitblech abgesaugte Luft nimmt durch erzwungene Konvektion eine von der Walzentemperatur abhängige Temperatur an und wird anschließend über das Mantelthermoelement geleitet. Ein weiterer Luftanteil wird zwischen beiden Leitblechen des Meßkopfes abgesaugt. Dieser Strömungskanal

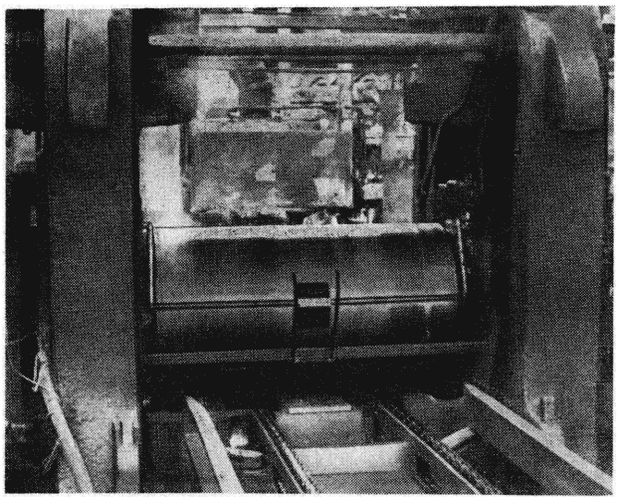


Bild 3
Anordnung der Meßeinrichtung im Walzgerüst

Bild 4
Einfluß der abgesaugten Luftmenge auf den Temperaturmeßfühler; Walzentemperatur 440 °C

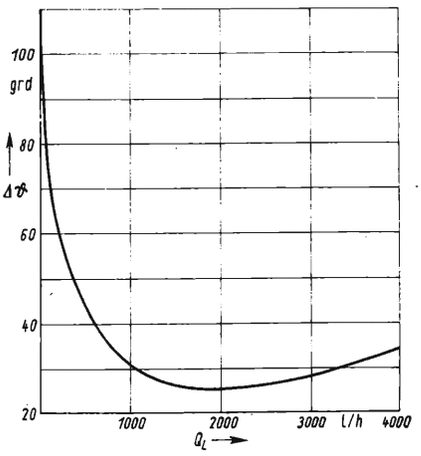
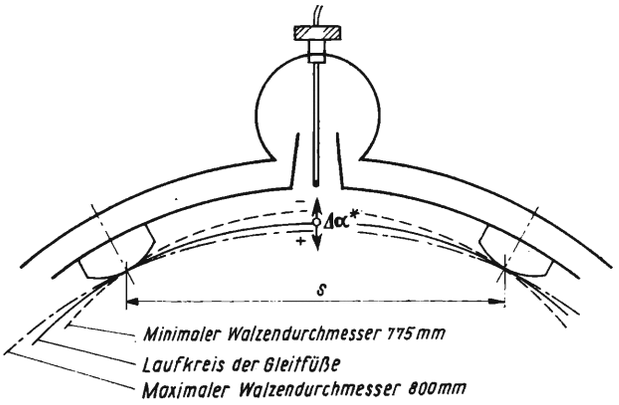


Bild 5. Auswirkung der Änderung des Walzendurchmessers auf die Lage des Temperaturmeßfühlers zur Walzenoberfläche



hat die Aufgabe, den Einfluß von Fremdluft (Kalt- oder Warmluft) zu verringern sowie das dynamische Verhalten der Meßeinrichtung zu verbessern. Die Meßeinrichtung wird von vier Gleitfüßen in einem konstanten Abstand zur Walzenoberfläche gehalten. Das Entstehen von Laufmarken auf der Walzenoberfläche war wegen des geringen Anpreßdruckes zwischen Meßanordnung und Walze nicht zu beobachten. Mit Hilfe drehbarer Lager stellt sich der Meßkopf (Bild 2) nach seiner Anbringung am Walzgerüst selbsttätig in die richtige Meßposition ein.

Beim Einlaufen des Walzgutes zwischen Ober- und Unterwalze wird die Oberwalze bis zu 10 mm nach oben gestoßen. Hinzu kommen Walzenbewegungen gleicher Größe in horizontaler Richtung. Diese Betriebsbedingungen beeinflussen die Messung nicht, da die Meßkopfhalterung (Bild 3) im oberen Gegenlager (Sattel) der Walze befestigt ist. Das Gegenlager und damit auch die Meßeinrichtung folgen den Bewegungen der Walze. Relativbewegungen zwischen Walze und Meßkopf wurden nicht registriert.

Die von der Walzenoberfläche abgesaugte Luft erwärmt die Meßstelle des Mantelthermoelementes, verringert den Einfluß der Wärmeableitung von der Meßstelle zur Halterung und des Wärmeaustauschs zwischen Meßfühler und Wandung. Für die abgesaugte Luftmenge ($Q \approx 2000\ l/h$) durchläuft die Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ zwischen Walzenoberfläche und gemessener Temperatur ein Minimum. Bild 4 ist zu entnehmen, daß Änderungen der abgesaugten Luftmenge von 25% bei einer Walzentemperatur von 440 °C nur zu einem Meßfehler von 1,5 grd führen.

In der Hüttenindustrie ist es erforderlich, die Walzen nach einer bestimmten Betriebszeit zu überschleifen, damit entstandene Walzmarken beseitigt werden. Der Walzendurchmesser verkleinert sich deshalb mit steigender Einsatzzeit der Walze (Bild 5). Erfolgt die Kalibrierung der Meßanordnung an einer Walze mit dem mittleren Durchmesser von z. B. 785 mm (der Biegeradius des Leitbleches beträgt somit 785 mm + d; d Kopfhöhe der Gleitfüße), so entsteht bei Messung an einer Walze mit maximalem oder minimalem Walzendurchmesser ein durch die veränderte Lage des Meßfühlers bedingter zusätzlicher Meßfehler von 0,4 grd. Für Betriebsmessungen ist dieser Fehler vernachlässigbar klein. Die Meßanordnung ist ohne erneute Kalibrierung an allen Walzen innerhalb des genannten Durchmesserbereiches einsetzbar.

Die guten dynamischen Eigenschaften der Meßeinrichtung ermöglichen neben der Temperaturangabe der Walzenoberfläche auch Aussagen über die Kontinuität des Walzprozesses,

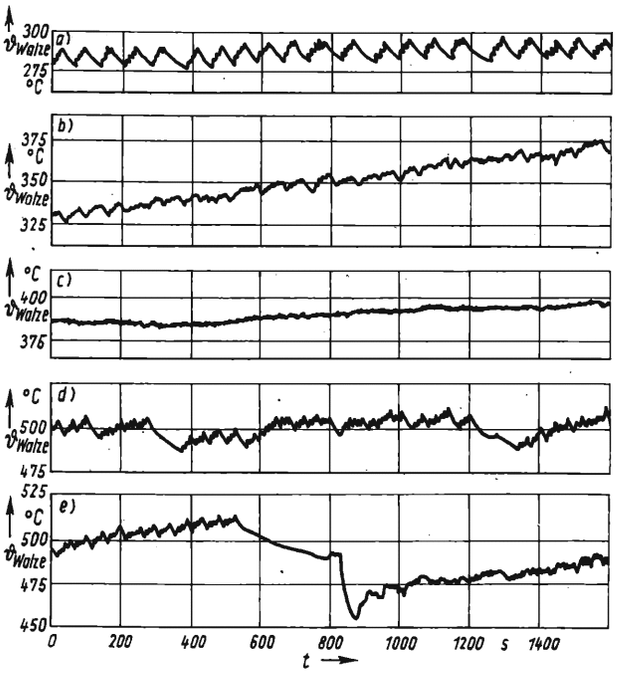


Bild 6. Walzentemperaturmessung
a) Das aus dem Vorwärmofen kommende Walzgut weist eine höhere Temperatur als die Walze auf. Die niedrige Oberflächentemperatur der Walze wird stark beeinflußt. Je Blech erfolgen 4 Stiche. Trotz kontinuierlichem Ablauf ist die Walzstraße nicht ausgelastet, wie die Pausen von etwa 50 s zwischen den einzelnen Blechen zeigen
b) Die Temperatur der Walze ist noch zu niedrig (Beginn des Walzbetriebes). Bei kleinem Walzdruck werden je Blech 5 Stiche durchgeführt
c) Kontinuierlicher Walzbetrieb
d) Diskontinuierlicher Walzbetrieb bei Walzentemperaturen um 500 °C. Zum Auswalzen genügen 3 Stiche
e) Links: Blechsorte a wird relativ gleichmäßig ausgewalzt. Mitte: Das Kennblech einer neuen Blechsorte b wird ausgewalzt, nachdem sich die Walze abgekühlt hat. Anschließend wird die Temperatur der Walzenoberfläche mittels Kühlluft weiter herabgesetzt. Rechts: Aus dem Diagramm ist zu erkennen, daß für die Umstellung auf die neue Blechsorte und die veränderte Walztechnologie (Walzdruck) etwa 10 min benötigt wurden

über die Art des Walzgutes und wieviel Stiche (Arbeitsgänge von der Platine zum Blech) zum Vor- oder Auswalzen des Bleches erforderlich waren. Bild 6 zeigt Ausschnitte eines Diagramms, das an einem Duo-Walzgerüst im VEB Bandstahlkombinat, Eisen- und Hüttenwerke Thale mit der Meßanordnung aufgenommen wurde.

3. Technische Daten der Meßanordnung

Meßbereich: 100 . . . 600 °C

Statische Kennlinie: linear

Die angegebene Temperatur ist niedriger als die Oberflächentemperatur der Walze. Der Umrechnungsfaktor beträgt 1,06.

Dynamisches Verhalten: $F(p) = \frac{1{,}06\,(1 + p\,a\,T)}{(1 + p\,T)\,(1 + p\,b\,T)}$

mit $T = 90$ s, $a = 0{,}8$, $b = 0{,}1$

Meßfehler: $\pm$ 2% des Meßbereiches (bei Verwendung von NiCr-Ni-Mantelthermoelementen und Anzeigeinstrumenten der Klasse 0,5)

Reproduzierbarkeit: $<$ 0,4% des Meßbereiches

Temperaturmeßfühler: NiCr-Ni-Mantelthermoelement mit 2 mm Manteldurchmesser, isoliert.

Abstand Walze — Leitblech: 1,5 mm

Abzusaugende Luftmenge: 2000 l/h

Zusammenfassung

Zur Verbesserung der Blechqualität sowie zur Verringerung von Walzenbrüchen in Feinblechwalzwerken bestand die Aufgabe, die Oberflächentemperatur rotierender Walzen zu messen.

Eine Reihe bekannter Meßverfahren erfordert die Einhaltung von Meßbedingungen, wie sie in der Hüttenindustrie nicht oder nur schwer zu verwirklichen sind. Deshalb wird vom Walzpersonal in der Praxis die Schätzung der Walzentemperatur einer Temperaturmessung vorgezogen.

Die vorgestellte neue Meßanordnung ermöglicht die Bestimmung der Oberflächentemperatur von Walzen mit hoher Genauigkeit. Da die Meßanordnung unempfindlich gegen Änderungen des Emissionsvermögens der Walze, gegen Fremdstrahlung und äußere Störeinflüsse sowie Walzenbewegungen ist, eignet sie sich besonders für den Einsatz unter erschwerten Meßbedingungen, wie sie z. B. in der Hüttenindustrie auftreten. Außerdem kann mit der neuen Meßanordnung die Temperatur der Walze gesteuert oder geregelt werden. Es ist zu erwarten, daß dadurch die Anzahl der Walzenbrüche verringert sowie eine Qualitätsverbesserung (Senkung des IIa-Anteils) der gewalzten Feinbleche erreicht wird.

Literatur

[1] *Lindorf, H.:* Temperaturmeßtechnik. Berlin: AEG Sonderdruck 1965.
[2] *Westhoff, G.:* Grundlagen und Praxis der Temperaturmessung und Temperaturregelung. Essen: Vulkan-Verlag Dr. W. Classen 1965.
[3] *Toperwerch, N. J.,* und *M. J. Schermann:* Wärmetechnische Meß- und Regelgeräte in Hüttenwerken. Berlin: VEB Verlag Technik 1954.
[4] *Trost, H.:* Gerät zur berührungslosen Temperaturmessung an Oberflächen von bewegten oder ruhenden Körpern. DBP 1121368, Kl. 42i 11/05 internat. Kl. G 01 K; Deutsche Bundesrepublik.
[5] *Lück, W.:* Berührungslose Oberflächentemperaturmessung in der Verfahrensindustrie; in: Technische Temperaturmessung VDI-Berichte Nr. 112. Düsseldorf: VDI-Verlag 1966.
[6] *Mouly, R. J.:* An Impedance Bridge for Surface Temperature Measurement. A. I. E. E. Transactions, Part I. Communication and Electronics **78** (1959) S. 388–392.
[7] *Keinath, G.:* Induktive Temperaturmessung. Archiv für Technisches Messen V 215–2 (1934).
[8] *Krüger, H.:* Fühler für die Messung und Regelung der Temperatur rotierender Walzen und Trockenzylinder. Regelungstechnik **6** (1958) H. 5, S. 167–173.
[9] *Kramer, B.:* Walzentemperaturmessung. Leipzig: Institut für technologische Entwicklung und Wärmetechnik 1962.
[10] *Liebers, A.:* Temperaturmessungen. 2. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1967.
[11] *Pepperhoff, W.:* Temperaturstrahlung. Darmstadt: Steinkopff-Verlag 1956.

msr 3507

Anschriften der Verfasser:

D. Hofmann, Prof. Dr.-Ing. habil., Friedrich-Schiller-Universität, Sektion Technologie für den wissenschaftlichen Gerätebau, 69 Jena, Ernst-Thälmann-Ring 32.

G. Knoblauch, Dipl.-Ing., 8023 Dresden, Grossenhainer Str. 128.

Dipl.-Ing. R. YORK und Dipl.-Ing. U. SEIDEL, Dresden

Einschreib- und Einrechenanlagen mit DRELOBA-Baueinheiten

IA 4.0.2.1

Einleitung[1])

In der Büromaschinenindustrie werden für das manuelle Einschreiben und Einrechnen, für technologische Kontrollen und für Lebensdauererprobungen von Schreib-, Buchungs-, mechanischen Rechenmaschinen usw. auf Grund großer Stückzahlen relativ viele Arbeitskräfte für stark belastend Arbeiten gebunden. Alle Maschinen mußten nach festgelegten Programmen bisher von Hand auf die entsprechend Prüfvorschrift geforderten Maschinenbedingungen getestet werden. Deshalb ist die dringende Notwendigkeit der Herstellung von Einschreib- und Einrechenanlagen für die Büromaschinenindustrie eine äußerst wichtige Automatisierungsforderung, sichert sie doch neben Qualitätsverbesserungen und Arbeitserleichterungen erhebliche Kosteneinsparungen.

Beim Aufbau dieser Anlagen kann vorwiegend auf elektrische oder pneumatische Bauelemente zurückgegriffen werden. Neben den Vorzügen der Elemente zur Signalverarbeitung innerhalb einer Steuerung entscheiden aber Umfang und Qualität der zur Verfügung stehenden Peripheriegeräte wesentlich mit über die Auswahl eines Gerätesystems. Im vorliegenden Einsatzfall boten sich pneumatische Lösungen auf Grund des Vorhandenseins eines einfachen und robusten Stellgliedes mit hoher Zuverlässigkeit und Wirtschaftlichkeit zur Tastenbetätigung an. Für den Aufbau von Einschreib- und Einrechenanlagen eignet sich aus genannten Gründen besonders das pneumatische Steuerungssystem DRELOBA, da es die Forderungen der speziellen Anwenderindustrie realisiert.

Ziel dieses Beitrags ist es, eine Darstellung der Gesamtproblemlösung zur Herstellung von Einschreib- und Einrechenanlagen mit DRELOBA-Baueinheiten zu geben. Wie im folgenden zu erkennen sein wird, handelt es sich dabei um Programmsteuerungen mit pneumatischer Eingabe der auf Lochstreifen gespeicherten Prüfprogramme.

1. Forderungen der Büromaschinenindustrie; Aufgabenstellung

Einschreib- und Einrechenanlagen müssen im Normalfall folgenden Forderungen genügen:

[1]) Mitteilung aus dem VEB Kombinat Meß- und Regelungstechnik, Reglerwerk Dresden.

- der Automat muß alle für den Prüfvorgang notwendigen Maschinengänge auslösen können, wobei leistungsstarke Signale zur Betätigung der Stellglieder notwendig sind
- die Einschreib- bzw. Einrechenfrequenz des Automaten muß größer oder gleich der Grenzfrequenz der zu prüfenden Maschine sein
- die Anlage muß mit einer Zuverlässigkeit arbeiten, die wesentlich höher liegt als die nach der Prüfvorschrift geforderte Zuverlässigkeit der zu prüfenden Maschinen
- die Anlage muß übersichtlich sein und weitestgehend wartungsfrei arbeiten, um Verlustzeiten bei auftretenden Störungen auf ein Minimum zu senken.

Diese Forderungen können auf günstige Weise beim Einsatz des pneumatischen Gerätesystems DRELOBA erfüllt werden, wobei gleichzeitig nachstehende Gesichtspunkte mit realisiert werden:

- Robustheit des zum Aufbau verwendeten Gesamtsystems und Vorhandensein der notwendigen peripheren Geräte
- eine aus den angegebenen Lebensdauerdaten für die Einzelelemente abgeleitete hohe Zuverlässigkeit der Gesamtanlage
- die einfache Ansteuermöglichkeit der zu prüfenden Maschinen (insbesondere bei vollmechanischen Schreibmaschinen mit Tastenwegen bis zu 20 mm) durch Einsatz von pneumatischen DRELOBA-Kleinarbeitszylindern, die direkt und ohne Zwischenverstärker von den Ausgängen der logischen Steuerung beaufschlagt werden.

Wie aus den Ausführungen zu erkennen ist, kann bei der Projektierung der Einschreib- und Einrechenanlagen weitgehend auf typisierte logische Baueinheiten zurückgegriffen werden, die ausschließlich aus DRELOBA-Geräten aufgebaut sind.

2. Aufbaumöglichkeiten von Einschreib- und Einrechenanlagen

Prinzipiell können pneumatische Einschreib- und Einrechenanlagen nach dem Schema im Bild 1 aufgebaut werden. Ein pneumatisches Lochstreifenabtastgerät liest die auf dem Programmspeicher (Film- oder Papierband) verschlüsselt (kodiert) dargestellten Testprogramme in den Dekoder ein. Der Dekoder entschlüsselt diese Programme, indem er jedem Kodewort des Testprogramms ein definiertes Ausgangssignal zuordnet. Die Ausgangssignale des Dekoders führen auf die Stellzylindereinheit, die ihrerseits das Tastenfeld der zu prüfenden Maschine ansteuert. Den zu realisierenden Anwendungsfällen entsprechend, sind verschiedene Aufbauvarianten von Einschreib- und Einrechenanlagen möglich.
Oft sollen mehrere Maschinen gleichzeitig geprüft werden. Das erfordert Anlagen von großen räumlichen Ausdehnungen. Bei der geforderten Frequenz und den begrenzten Signalübertragungsgeschwindigkeiten von pneumatischen Signalen durch lange Leitungen [1] und [2] wurden mit Erfolg pneumatisch-elektrische Anlagen aufgebaut.
Ein besonderer Vorteil des DRELOBA-Systems ist es, daß es ein Automatisierungsmittel ist, das die komplexe Lösung derartiger Mischtechniken besonders einfach macht. Grundsätzlich können für den Aufbau von Einschreib- und Einrechenanlagen, bei denen mehrere Maschinen gleichzeitig zu prüfen sind, zwei Wege beschritten werden:

a) Ein zentral angeordneter pneumatisch-elektrischer Dekoder steuert parallel über E/P-Wandler- und Stellzylinderstationen die zu prüfenden Maschinen an.
b) Für jede zu prüfende Maschine wird ein Dekoder vorgesehen. Die Dekoder der Maschinen werden parallel von einem Lochstreifenabtastgerät angesteuert. Die Signalübertragung der Ausgangssignale des Lochstreifenabtastgerätes erfolgt bei größeren Entfernungen über elektrische Leitungen.

Beim gleichen Grundaufbau von Anlagen der beschriebenen Art beeinflussen nachstehende Faktoren die Entscheidung zugunsten der Aufbaumöglichkeit nach *a* oder *b*:

- Anzahl der geforderten Ausgangssignale
- geforderte Einschreib- bzw. Einrechenfrequenzen
- vorhandene Maschinenbedingungen (wie Tastenwege, Anschlaggeschwindigkeit, Tastendruck usw.)
- Zuverlässigkeit der zum Einsatz gelangenden Einzelelemente
- Montage- bzw. Baufreiheit
- Preis der Einzelelemente

3. Aufbau der Einschreib- und Einrechenanlagen

Wie im Abschn. 2 erläutert, wird der Programmspeicher (Lochband) durch ein Lochstreifenabtastgerät abgefragt und somit das Einschreib- bzw. Einrechenprogramm in den Dekoder eingelesen. Für die hier beschriebenen Anlagen finden 5-, 8- und 12spurige DRELOBA-Lochstreifenabtastgeräte Anwendung.

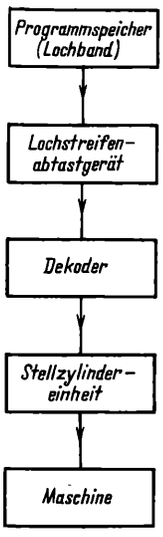
Der Impulsantrieb der Lochstreifenabtastgeräte wird durch einen pneumatischen Rechteckwellengenerator (Bild 2) realisiert, dessen Taktverhältnis (Impulsbreite/Taktperiodendauer und Frequenz einstellbar sind [2]). Bei den in der Praxis zu automatisierenden Einschreib- und Einrechenvorgängen genügen auf Grund der Anzahl der anzusteuernden Tasten und Hebel der zu prüfenden Maschine in der Regel 64 Ausgangssignale des Dekoders, wobei mindestens 6 Spuren eines Lochstreifens erforderlich sind ($2^6 = 64$). Somit kann das 8spurige DRELOBA-Lochstreifenabtastgerät F8 Verwendung finden.

Für die im Abschn. 2 beschriebenen Ausführungsvarianten von Einschreib- und Einrechenanlagen sind Standardausführungen für die Dekoder aufgebaut worden. Grundsätzlich lassen sich pneumatische und pneumatisch-elektrische Dekoder nach dem im Bild 3 dargestellten Schema aufbauen. Auf die ausführliche Beschreibung rein pneumatischer Dekoder soll an dieser Stelle verzichtet werden, da sie für den Aufbau der bisher gebauten Einschreib- und Einrechenanlagen nicht verwendet wurden [2].

Für einen pneumatisch-elektrischen Dekoder nach Bild 4, wie er für die bisher hergestellten Einschreib- und Einrechenanlagen aufgebaut wurde, benötigt man zwei pneumatische Dekoder *I* und *II* mit je 8 Ausgangssignalen nach Bild 5, die über DRELOBA P/E-Wandler so verknüpft sind, daß ein Dekoder mit 64 Ausgangssignalen entsteht.

Die pneumatischen Dekoder *I* und *II* entschlüsseln die Spuren 1 bis 3 und 4 bis 6 des Lesers (eine andere Spurenbelegung der Dekoder *I* und *II*, z. B. 1 bis 3 und 4, 6, 7 bei Verwendung von Programmbändern mit BCD oder R 300 Kode [3] ist gegeben). Der technische Aufbau der Dekoder *I* und *II* ergibt sich aus der Eingangssignalbelegung für x_1, x_2, x_3 (bzw. x_4, x_5, x_6) nach Tafel 1.

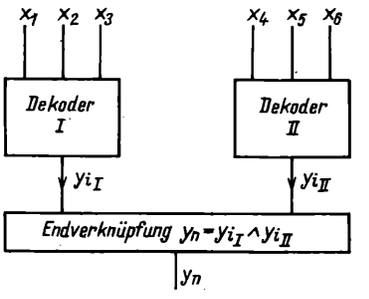
Unter Beachtung der für DRELOBA geltenden Projektierungsrichtlinien muß die aus der Kodetafel ermittelte konjunktive Minimalform der Ausgangssignalfunktionen in die disjunktive umgewandelt werden. Damit läßt sich (wie im Bild 5a) ein Dekoder aus nur aktiv verschalteten Doppelmembranrelais aufbauen. Bei Verwendung von erweiterten DRELOBA-Membranrelais läßt sich die logische Funktion

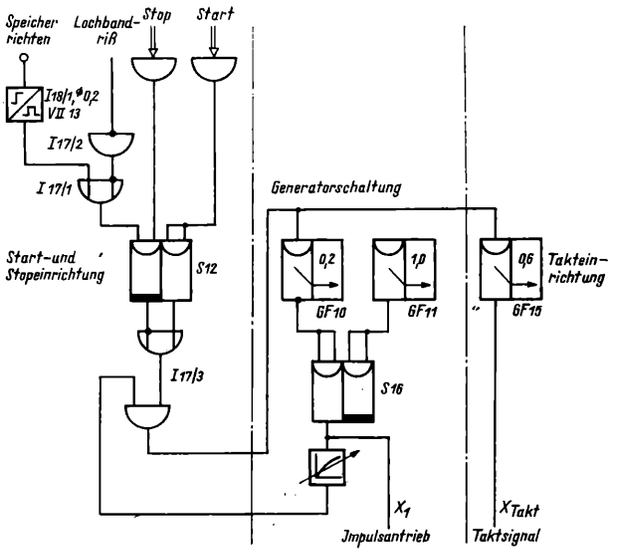


◀ *Bild 1*
Aufbauschema von Einschreib- und Einrechenautomaten

Bild 2 ▶
Signalflußplan eines Rechteckwellengenerators

Bild 3. Schematische Darstellung des Aufbaus eines Dekoders mit 64 Ausgangssignalen
$x_1 \ldots x_6$ Lesespuren; $i = 0 \ldots 7$; $n = 0 \ldots 63$





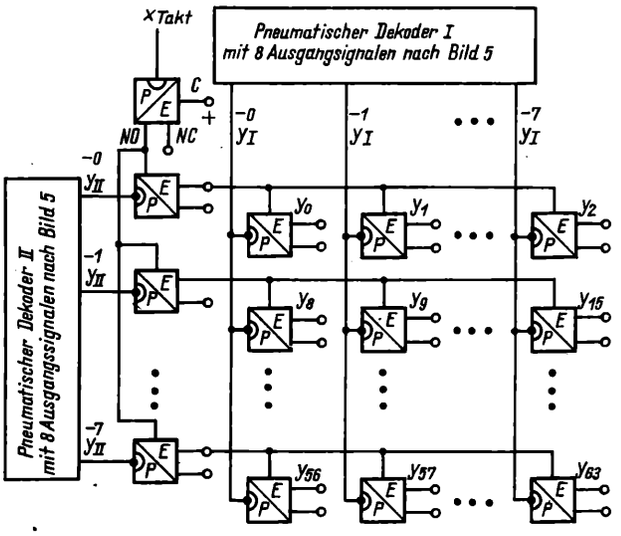


Bild 4. Matrixverschaltung von zwei pneumatischen Dekodern mit 8 Ausgangssignalen zu einem pneumatisch-elektrischen Dekoder mit 64 Ausgangssignalen

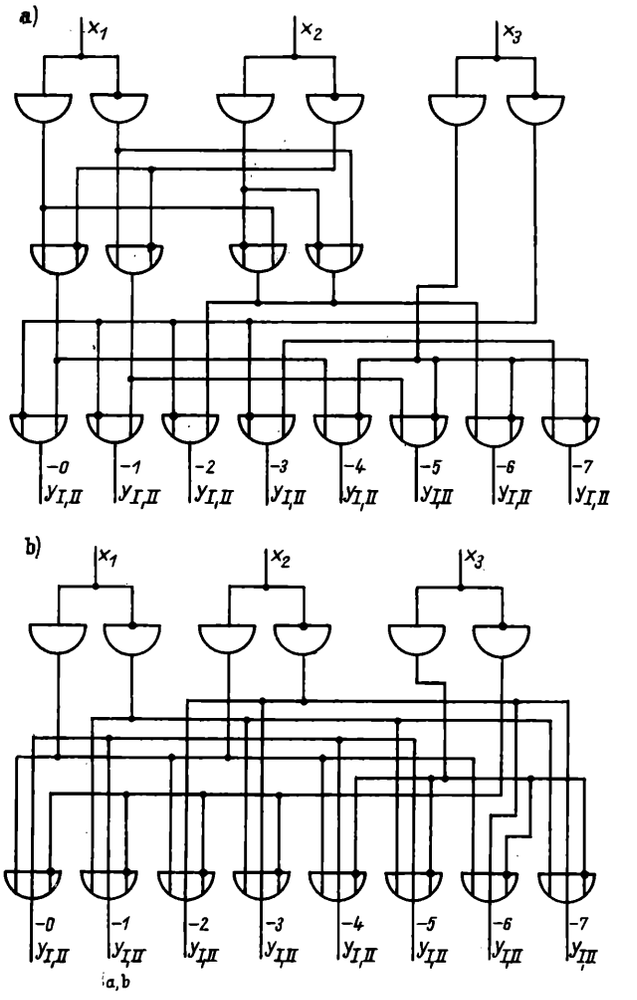


Bild 5. Dekoder mit 8 Ausgangssignalen
a) realisierbar mit DRELOBA-Doppelmembranrelais
b) realisierbar mit erweiterten DRELOBA-Doppelmembranrelais

für jedes Ausgangssignal durch nur ein Relais realisieren (Bild 5b). Der Geräteaufwand sinkt dann und das Verhalten des Dekoders hinsichtlich Grenzfrequenz und Zeitsymmetrie verbessert sich.

Die Ausgänge der Dekoder *I* und *II* (y_I^i und y_{II}^i) führen auf die Eingänge der nach Bild 4 dargestellten Matrixverschaltung aus DRELOBA P/E-Wandlern. Da die Ausgänge der pneumatischen Dekoder *I* und *II* negiert sind, ergibt sich

Tafel 1

x_1	x_2	x_3	$y^i_{I,II}$	Logische Funktion der Ausgangssignale	Inversion der logischen Funktion
x_4	x_5	x_6			
0	0	0	L	$y^0_{I,II} = \bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3$	$\bar{y}^0_{I,II} = x_1 \vee x_2 \vee x_3$
L	0	0	L	$y^1_{I,II} = x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3$	$\bar{y}^1_{I,II} = \bar{x}_1 \vee x_2 \vee x_3$
0	L	0	L	$y^2_{I,II} = \bar{x}_1 \wedge x_2 \wedge \bar{x}_3$	$\bar{y}^2_{I,II} = x_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3$
L	L	0	L	$y^3_{I,II} = x_1 \wedge x_2 \wedge \bar{x}_3$	$\bar{y}^3_{I,II} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee x_3$
0	0	L	L	$y^4_{I,II} = \bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge x_3$	$\bar{y}^4_{I,II} = x_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3$
L	0	L	L	$y^5_{I,II} = x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge x_3$	$\bar{y}^5_{I,II} = \bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3$
0	L	L	L	$y^6_{I,II} = \bar{x}_1 \wedge x_2 \wedge x_3$	$\bar{y}^6_{I,II} = x_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3$
L	L	L	L	$y^7_{I,II} = x_1 \wedge x_2 \wedge x_3$	$\bar{y}^7_{I,II} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3$

für die lettze Endverknüpfung

$$y_n = \bar{y}_I^i \wedge \bar{y}_{II}^i, \qquad n = i^2, \qquad i = 8\,(0 \text{ bis } 7).$$

Ein so aufgebauter Dekoder liegt als typisierte Lösung vor. Die prinzipielle Verschaltung mit DRELOBA-Elementen ist im Bild 4 dargestellt.

Zur Grundausrüstung der hier beschriebenen Einschreib- und Einrechenanlagen zählen die E/P-Wandlerstationen, die die Wandlung der elektrischen Ausgangssignale des oben beschriebenen Dekoders in pneumatische bewirken.

Die Ausgangssignale der E/P-Wandlerstationen führen auf die Stellzylinderstationen. Diese sind aus DRELOBA-Kleinarbeitszylindern aufgebaut, wobei die Nenngrößen dieser Zylinder entsprechend der Tastendrücke und Tastenwege der zu prüfenden Maschinen ausgewählt werden muß. Die DRELOBA-Kleinarbeitszylinder garantieren eine zuverlässige und ökonomische Betätigung der Tasten des Prüflings.

Durch die Kombination pneumatischer mit pneumatisch-elektrischen Baueinheiten des DRELOBA-Systems wird hier eine sinnvolle Nutzung der Vorteile beider Energiesysteme — hohe Zuverlässigkeit und günstige Preisrelationen bei umfangreichem Sortiment und hohe Übertragungsgeschwindigkeit — erreicht. Das beschriebene Beispiel unterstreicht die große Kombinations- und Anpassungsfähigkeit des DRELOBA-Systems.

4. Zusatzeinheiten, die nicht zum Grundaufbau zählen

Zur Vervollständigung der Einschreib- und Einrechenanlagen können diese mit verschiedenen Zusatzeinheiten ausgerüstet werden. Das sind im wesentlichen:

- Überwachungseinheiten für bestimmte Maschinenfunktionen, bei denen erhöhte Havariegefahr besteht
- Warnstufen zur Signalisation der Havariefälle
- Zeitstufen zum Stop des Programmbandes bei Ablauf von Maschinenfunktionen (wie z. B. Tabulieren, Umschaltung von Klein- auf Großschreibung, Wagenrücklauf, Rechenoperationen usw.)
- 12 Kanal-Lochstreifenlocher (mit Kodiereinheit und Lochstreifenabtastgerät zur Programmbandherstellung und zur Doppelung der Programmbänder)
- Auf- und Abwickelvorrichtungen für Programmbänder
- Umspuleinrichtungen
- Handlochgeräte und Programmbandschneide- und Klebevorrichtungen.

Während die Warn- und Zeitstufen als fertige logische Einheiten der Projektierung vorliegen [2] [4] und [5], müssen die Überwachungseinheiten entsprechend der Aufgabenstellung aufgebaut werden.

5. Technische Daten einiger Einschreib- und Einrechenanlagen

Tafel 2 gibt einige technische Daten von zwei im Industrieeinsatz befindlichen Einschreib- und Einrechenanlagen an. Die Anzahl der anzusteuernden Tasten entschied in beiden Fällen über den Einsatz des 8spurigen Lochstreifenabtastgerätes. Da die hier vorgestellten Baueinheiten in Baukastenform aufreihbar sind, ergibt sich für mehr oder weniger geforderte Betätigungsglieder die Möglichkeit, ein 12- oder 5spuriges Lochstreifenabtastgerät einzusetzen, ohne zusätzlichen Projektierungsaufwand erbringen zu müssen.

Bild 6 zeigt eine Einschreibanlage für elektrische Schreibmaschinen. Diese Anlage arbeitet seit einigen Monaten bei einer monatlichen Anzahl von etwa $5 \cdot 10^6$ Druckzeichen je Einschreibkopf nahezu wartungsfrei.

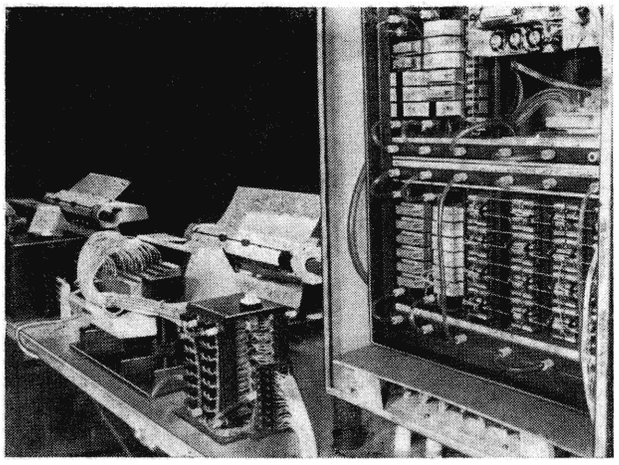


Bild 6. **Einschreibanlage für elektrische Schreibmaschinen**

Tafel 2

Technische Daten	Maschinentyp	
	elektrische Schreibmaschine	Buchungsautomat
Hilfsluftdruck	1,4 kp/cm² Ü ± 10%	1,4 kp/cm² Ü ± 10%
Anzahl der Stationen	4	20
mögliche Anzahl der Stationen	bis 30	bis 30
Nenngröße der Kleinarbeitszylinder	(12 × 25) mm	(12 × 25) mm
max. Tastendrücke	1200 p	1200 p
Tastenwege	6 mm	10 mm
Anzahl der anzusteuernden Tasten	63	44
Einschreib- bzw. Einrechenfrequenz	10 Hz	5 Hz
Fehler/Druckzeichen	10^{-8}	10^{-8}

Dabei wird die günstige Einsatzmöglichkeit des DRELOBA-Systems bei der Realisierung von Gesamtproblemlösungen dargestellt und eine Methode der Projektierung gezeigt, die auch für Anlagen mit nur geringen Stückzahlen die Verwendungsfähigkeit von typisierten und standardisierten logischen Baueinheiten für den Zusammenbau von Gesamtsteuerungen nachweist. Schließlich stellt der Beitrag dar, daß gerade der sinnvolle Einsatz einer Mischtechnik zu guten Lösungen führt.

Die Verfasser danken Herrn Dipl.-Ing. *A. Schwarz* vom Bereich Technische Kybernetik des Zentralinstituts für Kybernetik und Informationsprozesse der DAW für die wertvollen Hinweise, die im Zusammenhang mit der Bearbeitung von pneumatischen Dekodern gegeben wurden.

Zusammenfassung

Es wird gezeigt, wie der Einsatz des pneumatischen Steuerungssystems DRELOBA zu einer komplexen Lösung für den Aufbau von Einschreib- und Einrechenanlagen führt.

Literatur

[1] *Töpfer, H., D. Schrepel* und *A. Schwarz:* Pneumatische Bausteinsysteme der Digitaltechnik. Bd. 55 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK. Berlin: VEB Verlag Technik 1967.

[2] *Töpfer, H., D. Schrepel* und *A. Schwarz:* Pneumatische Steuerungen. Bd. 62 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK. Berlin: VEB Verlag Technik 1967.

[3] *Bürger, E.,* und *W. Leonhardt:* Lochbandtechnik — Mittel zur Datenerfassung und Verarbeitung. Berlin: VEB Verlag Technik 1969.

[4] *Stahl, K.:* Industrielle Steuerungstechnik in schaltalgebraischer Behandlung. München/Wien: R. Oldenbourg Verlag 1965.

[5] *Jork, R.:* Zur Verschaltung von Bauelementen des DRELOBA-Systems. msr 9 (1966) H. 7, S. 235–241.

msr 3556

Anschrift der Verfasser:

R. Jork, Dipl.-Ing., und *U. Seidel,* Dipl.-Ing., VEB Kombinat Meß- und Regelungstechnik, Reglerwerk Dresden, 806 Dresden, Großenhainer Str. 1–5.

Dipl.-Ing. H. KOROPECKÁ, Pardubice/ČSSR

Automatische Siedepunktsbestimmung

Der Beitrag befaßt sich mit dem Problem der Automatisierung von Siedepunktsanalysatoren, die gestatten, bei binären Flüssigkeitsgemischen die Gleichgewichtskurven zwischen Flüssigkeits- und Dampfphase zu bestimmen.

Q_A, Q_B Eigenwärme der Substanzen A bzw. B
Q_l zuzuführende Wärmemenge zur Herstellung des Siedezustands
Q_C, Q_D durch den Dampf bzw. die Flüssigkeit abgeführte Wärmemengen
Q_z Wärmeverluste
$\dot{V}_A$, $\dot{V}_B$ Durchflüsse der Substanzen A bzw. B
$\dot{V}_C$, $\dot{V}_D$ Durchflüsse des Dampfes bzw. der Flüssigkeit im Gleichgewichtszustand
i_A, i_B Wärmeinhalt der Substanzen A bzw. B
$\bar{c}_A$, $\bar{c}_B$ spezifische Wärme der Substanzen A bzw. B
r_A, r_B Enthalpie des Dampfes der Substanzen A bzw. B
y Konzentration des erzeugten Dampfes bezüglich der Substanz A
x Konzentration der erzeugten Flüssigkeit bezüglich der Substanz A
t_v Siedetemperatur der Mischung
t_A Siedetemperatur der Substanz A
t_l Eintrittstemperatur der Substanz A

1. Funktionsprinzip des Siedepunktsanalysators

Das Gerät hat folgende Aufgabe zu erfüllen: Den Einsatz einer Flüssigkeitsmischung bestimmter Konzentration und die Herstellung des Siedezustandes mit Hilfe einer angemessenen thermischen Leistung. In diesem Zustand muß die Temperatur gemessen und die Flüssigkeit und der Dampf müssen in diesem Gleichgewichtszustand analysiert werden. Damit ist ein Punkt der Gleichgewichtskurve bestimmt. Für die anderen Punkte muß die gleiche Prozedur bei geänderter Konzentration der Einsatzmischung vorgenommen werden.

2. Prinzip zur Automatisierung eines Siedeanalysators

Das Problem resultiert aus den Aufgaben:

- Automatisierung des thermischen Prozesses, so daß eine Dampfphase gesichert ist und außerdem die Dampfmenge möglichst konstant bleibt.
- Automatisierung des Übergangs von einem Gleichgewichtszustand in den nächsten.

2.1. *Automatisierung des thermischen Prozesses*

Wenn der Siedezustand vorliegt, kann die Beziehung zwischen den zu- und abgeführten Wärmemengen durch folgende Wärmebilanz ausgedrückt werden:

$$Q_A + Q_B + Q_l = Q_C + Q_D + Q_z \,. \tag{1}$$

Unter Vernachlässigung der Mischungswärme und der Voraussetzung, daß die Enthalpie des Dampfes berücksichtigt wird, kann man die Teilwärmemengen wie folgt schreiben:

$$Q_A = \dot{V}_A\, i_A; \qquad Q_B = \dot{V}_B\, i_B \tag{2) (3}$$

$$Q_c = \dot{V}_c\,[y(t_v\,\bar{c}_A + r_A) + (1-y)\,(t_v\,\bar{c}_B + r_B)] = \dot{V}_c\, f(x) \tag{4}$$

$$Q_D = \dot{V}_D\,[x\,t_v\,\bar{c}_A + t_v\,\bar{c}_B\,(1-x)] = \dot{V}_D\, g(x) \,. \tag{5}$$

Aus den Gln. (1) bis (3) kann Gl. (6) abgeleitet werden:

$$Q_l = \dot{V}_c f(x) + \dot{V}_D\, g(x) - \dot{V}_A\, i_A - \dot{V}_B\, i_B + Q_z \,. \tag{6}$$

Da

$$\dot{V}_c = \dot{V}_A + \dot{V}_B - \dot{V}_D \,, \tag{7}$$

läßt sich unter der Bedingung $g(x) - f(x) \neq 0$ der Flüssigkeitsdurchfluß im Gleichgewichtszustand wie folgt schreiben:

$$\dot{V}_D = \frac{\dot{V}_A\, i_A + \dot{V}_B\, i_B}{g(x) - f(x)} - \frac{(\dot{V}_A + \dot{V}_B)\, f(x)}{g(x) - f(x)} + \\ + \frac{Q_c}{g(x) - f(x)} - \frac{Q_z}{g(x) - f(x)} \,. \tag{8}$$

Da es erforderlich ist, daß der Wert von $\dot{V}_D$ während des Analyseprozesses möglichst wenig schwankt, ist es notwendig, daß sich die Terme auf der rechten Seite von Gl. (8) nur wenig verändern. Da

$$g(x) - f(x) = (x-y)\, t_v\,(\bar{c}_A - \bar{c}_B) + y\,(r_A - r_B) - r_B \,, \tag{9}$$

kann man daraus ableiten, daß, je besser sich der Wert von $g(x) - f(x)$ einer Konstanten nähert, die folgende Bedingung realisiert wird:

$$r_A \to r_B \qquad \text{und} \qquad \bar{c}_A \to \bar{c}_B \,. \tag{10}$$

Außerdem wird gefordert:

$$\dot{V}_A + \dot{V}_B = K \qquad K = \text{konst} \tag{11}$$

Ist diese Forderung zu erfüllen, so ergibt sich:

$$\dot{V}_A\, i_B + \dot{V}_B\, i_B = \dot{V}_A\,(i_A - i_B) + K\, i_B \,. \tag{12}$$

Damit Gl. (12) ebenfalls konstant sei, ist sicherzustellen:

$$i_A - i_B \to 0 \qquad \text{und} \qquad t_A \to t_B \,. \tag{13}$$

Für die Automatisierung sind die dynamischen Siedepunktbestimmungen nach folgenden Prinzipien anwendbar:

a) Siedepunktbestimmung $L - L$ mit Zuführung flüssiger Substanzen (Prinzip von *Hála* und *Gilot*)
b) Siedepunktbestimmung $L - V$, wobei eine Substanz im dampfförmigen Zustand eingeleitet wird (Prinzip von *Cathala*).

Im Fall des Prinzips $L - V$ wäre die Situation schwierig, weil gesichert werden muß, daß die dampfförmige Substanz A die Substanz B in den Siedezustand versetzt, die als Flüssigkeit mit einer viel niedrigeren Temperatur eintritt als die der Siedetemperatur entspricht. Für $\dot{V}_B = 0$ gilt:

$$Q_l = \dot{V}_A\,[\bar{c}_A\,(t_A - t_l) + r_A] \,. \tag{14}$$

Es ist also notwendig, dem System die Wärmemenge Q_2 zuzuführen, um den Gleichgewichtszustand herbeizuführen. Wenn die Substanz B die Wärmemenge Q_2 mitführt, genügt das nicht, um den siedenden Zustand zu erreichen. Es ist deshalb

[1]) Überarbeitete Fassung eines Vortrages, der unter dem Titel „Etude d'un ebulliomètre automatique" auf dem III. CHISA-Kongreß 1969 in Mariánské Lázně/ČSSR gehalten wurde (Sektion D).
Mitteilung aus der Universität für Chemie und Technologie, Pardubice/ČSSR.

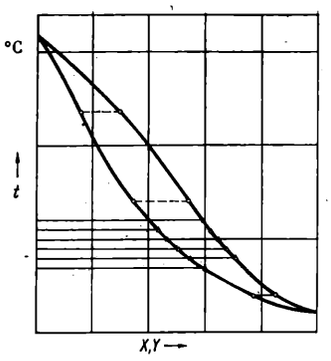


Bild 1. Gleichgewichtskurve eines nicht azeotropen Systems
○ Konzentrationsänderung
△ Änderung der thermischen Leistung

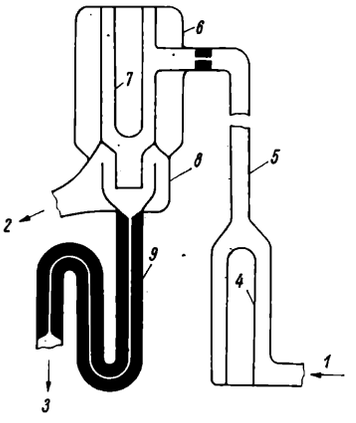


Bild 2. Schema des Siedepunktanalysators nach Hála
1 Eintritt der Mischung, *2* Austritt des Dampfes, *3* Austritt der Flüssigkeit, *4* Kammer für die elektrische Heizung, *5* Pumpe nach *Cottrelle*, *6* evakuierter Raum, *7* Thermometertasche, *8* Trenngefäß, *9* Syphon

notwendig, die Temperatur der dampfförmigen Substanz A zu erhöhen. Bei Betrachtung der thermischen Vorgänge ist zu sehen, daß der Typ $L - V$ weniger für eine Automatisierung geeignet ist. Anhand der angegebenen Gleichungen ist zu sehen, daß der Siedezustand eines Binärsystems durch Steuerung von Q_t bei gegebenen $\dot{V}_A$ und $\dot{V}_B$ und umgekehrt erreicht werden kann. Es bleibt nachzutragen, daß für den Fall einer Automatisierung ein offenes oder geschlossenes Wirkungssystem in Frage kommt, wozu für die Dampfphase ein Durchflußdetektor oder ein anderer Detektor für den Siedepunkt benötigt werden.

2.2. *Automatisierung des Übergangs von einem Gleichgewichtspunkt zu einem anderen*

Prüfen wir die Frage des automatischen Wechsels unter den Bedingungen der Siedepunktsanalyse, die es ermöglicht, einen Gleichgewichtszustand in einen anderen zu überführen (Bild 1). Man sieht, daß eine neue Siedepunkttemperatur auf zwei Arten zu erreichen ist:

a) Durch eine Veränderung der eintretenden Mischungskonzentration bei angemessenen thermischen Verhältnissen.

b) Durch eine Veränderung der thermischen Leistung, die durch Temperaturveränderung eine konstante Konzentration der Mischung bewirkt.

Bei einem binären Gemisch hat man im Prinzip zwei Möglichkeiten der Durchflußbeeinflussung, wobei vorauszusetzen ist, daß die Summe $\dot{V}_A + \dot{V}_B$ eine gewisse Grenze nicht überschreiten kann, die durch die hydrodynamischen Eigenschaften des Meßgeräts gegeben ist.

— Konstanthaltung des Durchflusses der Substanz A und Veränderung des Durchflusses $\dot{V}_B$. Weil die Konzentration der Mischung zwischen einem minimalen und einem maximalen Wert verändert werden muß, schwankt die Konzentration der Substanz A in den Grenzen:

$$x_{A\,\min} = \frac{\dot{V}_A}{\dot{V}_A + \dot{V}_{B\,\max}}; \quad x_{A\,\max} = \frac{\dot{V}_A}{\dot{V}_A + \dot{V}_{B\,\min}}. \tag{15, 16}$$

— Veränderung beider Durchflüsse in der Art, daß eine Verminderung der Substanz A eine Vermehrung der Substanz B bewirkt und umgekehrt.

$$x_{A\,\min} = \frac{\dot{V}_{A\,\min}}{\dot{V}_{A\,\min} + \dot{V}_{B\,\min}}; \tag{17}$$

$$x_{A\,\max} = \frac{\dot{V}_{A\,\max}}{\dot{V}_{A\,\max} + \dot{V}_{B\,\min}}. \tag{18}$$

Vergleicht man diese beiden Fälle, so ist zu erkennen, daß die zweite Alternative aus folgenden Gründen wesentlich günstiger ist:

— Man kann praktisch die Konzentration der Mischung im gesamten Bereich von 0...100% verändern, wenn man unterstellt, daß $\dot{V}_{A\,\min} \to 0$ und $\dot{V}_{B\,\min} \to 0$.

— Der gesamte Durchfluß $\dot{V}_A + \dot{V}_B$ verändert sich geringer als im ersten Fall.

Selbst im Fall der Konzentrationsveränderung der eingegebenen Mischung muß eine brauchbare Lösung für die thermische Regelung gefunden werden, die die Existenz einer Flüssigkeits- und Dampfphase sicherstellt. Für den Regelkreis wird ein Meßfühler für diesen Zustand benötigt. Im zweiten Fall muß für die Stabilisation eine definierte Einstellung der thermischen Leistung für den gesamten Bereich der Kurve erfolgen.

Bei Benutzung des Prinzips der Beeinflussung der thermischen Leistung muß eine definierte Konzentration der Mischung eingegeben werden. Für ein azeotropes System müssen mehrere Messungen erfolgen, um die Trennung von Dampf und Flüssigkeit im Gleichgewichtszustand mit Sicherheit zu erreichen. Damit die Siedepunktkurve genau genug wird, dürfen nur kleine Temperaturschwankungen zugelassen werden.

Der Siedepunktanalysator arbeitet diskontinuierlich. Dazu ist es notwendig, daß man zum nächsten Gleichgewichtspunkt erst dann fortschreitet, nachdem die Temperaturmessung und die Analyse erfolgt sind. Für die Aufrechterhaltung dieser Vorgänge kann vom Signal, das den Gleichgewichtszustand kennzeichnet, eine Programmsteuerung eingeleitet werden.

3. Realisierung einer automatischen Siedepunktanalyse

Die automatische Siedepunktbestimmung nach *Hála* wurde sowohl nach dem Prinzip der Stabilisierung der thermischen Verhältnisse als auch nach dem Prinzip des Konzentrationswechsels der eingegebenen Mischung studiert. Das Gerät nach *Hála* zeigt Bild 2.

3.1. *Stabilisierung der thermischen Verhältnisse*

Eine elektrische Heizung bringt die zu messende Flüssigkeit zum sieden. Die notwendige elektrische Leistung muß experimentell mit zwei reinen Substanzen bestimmt werden.

3.2. *Automatische Steuerung der eintretenden Mischungskonzentration*

Die Schaltung basiert auf dem Differenzdrucksignal, das an einem hydraulischen Widerstand (Kapillarrohr) entsteht,

(Schluß auf Schmalblatt V)

analyse allgemein nachgewiesen, daß der Stromrichter bis zur Grenzfrequenz $\omega = \Omega_p/2$ ($\Omega_p = 2\pi/T$ Pulsfrequenz) verzögerungsfrei arbeitet. Das Stromrichterstellglied ist somit ein verzögerungsfreies Proportionalglied. Seine Übertragungsfunktion ergibt sich aus dem Anstieg der Steuerkennlinie zu

$$\frac{\Delta \overline{u_d}}{\Delta u_e} = k_1 \sin \alpha \,, \tag{1}$$

für Stromrichter, deren Ansteuergeräte die Zündimpulse, ausgehend von einer Sägezahnspannung, erzeugen, und

$$\frac{\Delta \overline{u_d}}{\Delta u_e} = k_2 \,, \tag{2}$$

für Stromrichter, deren Ansteuergeräte die Zündimpulse, ausgehend von einer Sinusspannung, erzeugen. Einschränkend ist festzustellen, daß diese Beschreibung des Stellgliedes nur solange zulässig ist, als die abtastende Arbeitsweise keinen Einfluß auf das Verhalten des Gesamtsystems hat. Es wird also eine noch zu ermittelnde obere Frequenzgrenze geben, bis zu der es gerechtfertigt ist, den Stromrichter als lineares, stetiges Regelkreisglied zu betrachten.

2. Das Stromrichterstellglied als lineares Abtastglied

Im Bild 3 wird noch einmal die Arbeitsweise des Stromrichterstellgliedes veranschaulicht. Die schraffierten Spannungszeitflächen kennzeichnen die Änderung der Ausgangsgröße bei entsprechender Änderung der Eingangsgröße. Mittelwertsbildung über eine Tastperiode wird für den stationären Grundanteil, nicht aber für die regelungstechnisch allein interessierende Abweichung vom stationären Zustand vorgenommen. An den Tastzeitpunkten entspricht das Ausgangssignal dem Eingangssignal. Beschränkt man sich auf kleine Abweichungen von einem stationären Arbeitspunkt, kann die Tastperiode als konstant, unabhängig vom Eingangssignal, angesehen werden. Die Impulse des Ausgangssignals sind unendlich schmal, ihre Fläche entspricht dem Eingangssignal. Unter diesen Voraussetzungen arbeitet das Stromrichterstellglied als lineares Abtastglied ohne Halteeinrichtung.

Das Gesamtsystem muß als Abtastsystem behandelt werden. Bild 4 zeigt den Signalflußplan mit der Übertragungsfunktion der Regeleinrichtung F_R, dem Stellglied als Abtastglied und der Übertragungsfunktion der übrigen Regelstrecke F_s. Die durch Gl. (1) gegebene arbeitspunktabhängige Verstärkung des Stellgliedes wird in V_s mit berücksichtigt. Die Theorie der Abtastsysteme ermöglicht eine quantitative Berechnung [3]. Dem linearen Frequenzgang des offenen Kreises

$$F_0(\mathrm{j}\,\omega) = F_R\, F_s \,, \tag{3}$$

entspricht der Abtastfrequenzgang

$$F_0^* = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_0\,(\mathrm{j}\,\omega + \mathrm{j}\,n\,\Omega_p) \,, \tag{4}$$

T Abtastperiode, $\Omega_p = \dfrac{2\pi}{T}$ Abtastkreisfrequenz.

Aus dem Frequenzgang F_0^* des Abtastsystems kann wie bei stetigen Systemen die Stabilität und Güte beurteilt werden, es besteht also eine weitgehende Vergleichbarkeit zwischen den Frequenzgängen F_0 und F_0^*.

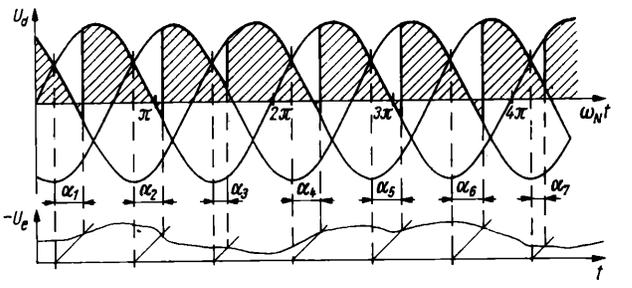


Bild 1. Eingangsgröße u_e und Ausgangsgröße u_d eines Stromrichterstellgliedes (Dreiphasenmittelpunktschaltung, $\alpha = k\,u_e$)

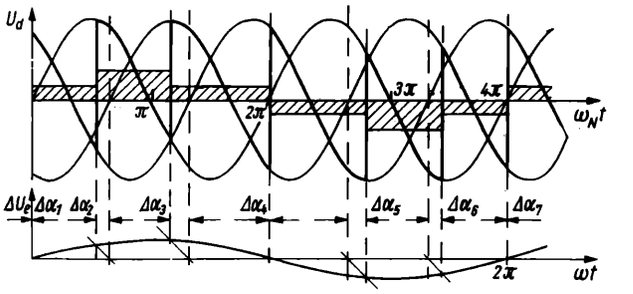


Bild 2. Stromrichterstellglied mit sinusförmiger Eingangsgröße, Konstruktion der Ausgangsgröße (Arbeitspunkt $\alpha_0 = 99°$; $\omega = \frac{1}{6}\,\Omega\,p$)

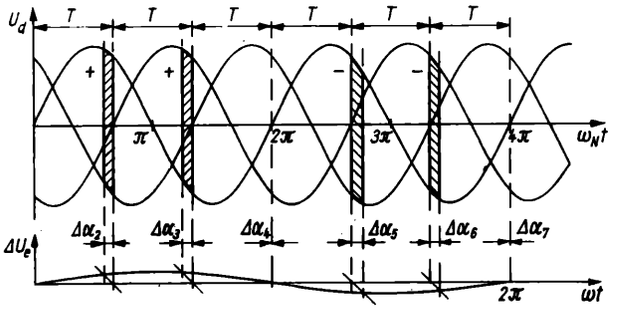


Bild 3. Stromrichterstellglied als Abtastglied (Arbeitspunkt $\alpha_0 = 90°$; $\omega = \frac{1}{6}\,\Omega\,p$; kleine Abweichungen von einem stationären Punkt)

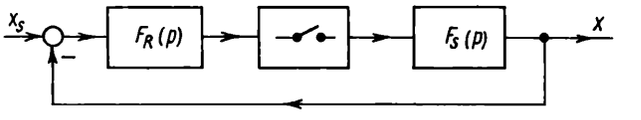


Bild 4. Signalflußplan eines Regelkreises (das Stellglied arbeitet als lineares Abtastglied)

Die Berechnung des Frequenzganges F_0^* erfordert einen gewissen Aufwand, da er als Summe gegeben ist. Im hier interessierenden Frequenzbereich, d. h. in der Nähe der Durchtrittsfrequenz, hat der lineare Frequenzgang des offenen Kreises allgemein die Form

$$F_0(\mathrm{j}\,\omega) = \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,(1 + \mathrm{j}\,\omega\,\tau)} \,. \tag{5}$$

Nach Normierung mit $\nu = \omega/\Omega p$ (auf die Abtastfrequenz bezogene Arbeitsfrequenz) und $\tau^* = \tau/T$ auf die Abtastperiode bezogene Zeitkonstante erhält man aus den Gln. (4)

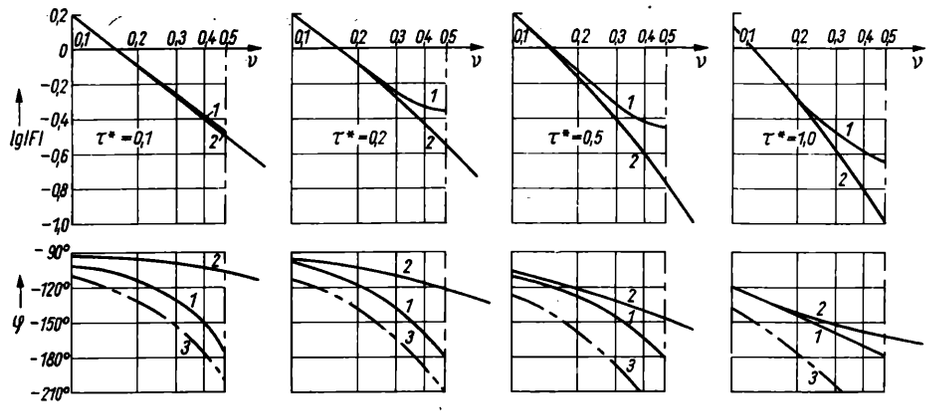


Bild 5. Abtastfrequenzgänge nach Gl. (6)
1 Abtastfrequenzgänge, *2* stetige Frequenzgänge mit Stromrichter als P-Glied, *3* stetige Frequenzgänge mit Stromrichter als Totzeitglied

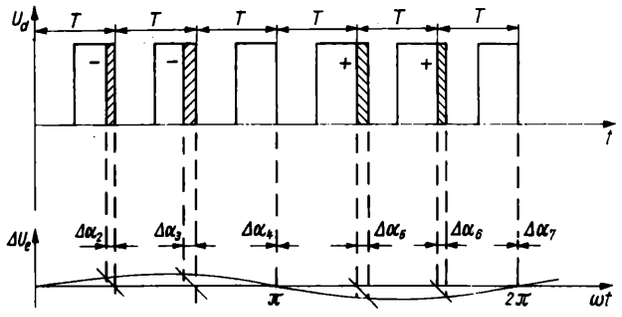


Bild 6. Pulssteller mit Pulsbreitenmodulation als Abtastglied

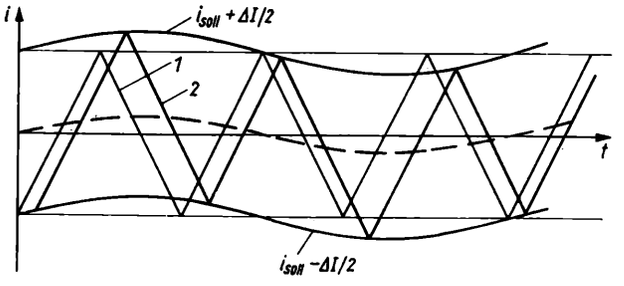


Bild 7. Pulssteller mit Zweipunktstromregelung, Konstruktion des Mittelwertes der Ausgangsgröße
1 I_{soll} = const, 2 I_{soll} = const + $I \sin \omega t$
– – – Mittelwert der Ausgangsgröße

und (5):

$$F_0^* = \frac{1}{2\pi \mathrm{j} \nu (1 + \mathrm{j}\, 2\pi \nu \tau^*)} + \frac{1}{2\pi \mathrm{j} (\nu - 1) [1 + \mathrm{j}\, 2\pi (\nu - 1) \tau^*]} + \frac{1}{2\pi \mathrm{j} (\nu + 1) [1 + \mathrm{j}\, 2\pi (\nu + 1) \tau^*]} + \frac{1}{2\pi \mathrm{j} (\nu - 2) [1 + \mathrm{j}\, 2\pi (\nu - 2) \tau^*]} + \frac{1}{2\pi \mathrm{j} (\nu + 2) [1 + \mathrm{j}\, 2\pi (\nu - 2) \tau^*]} + \cdots \quad (6)$$

Diese Abtastfrequenzgänge werden im Bild 5 für typisch normierte Zeitkonstanten τ^* dargestellt (1). Es wurden außerdem die normalen stetigen Frequenzgänge (2) angegeben, sowie die stetigen Frequenzgänge, in denen das Stellglied der praktischen Gepflogenheit entsprechend als Totzeitglied mit der Totzeit $T_t = T/2$ berücksichtigt wird (3). Aus der Darstellung im Bild 5 folgt:

1. Für $\nu = \omega/\Omega_p \leqq 1/6$ sind die Unterschiede zwischen Abtastfrequenzgang und stetigem Frequenzgang vernachlässigbar. Das System kann als stetig arbeitendes System aufgefaßt und entsprechend Abschn. 1 berechnet werden.
2. Die Differenz zwischen Abtastfrequenzgang und stetigem Frequenzgang ist von den Parametern des Kreises abhängig. Sie kann also nicht dadurch berücksichtigt werden, daß man dem Stromrichter wie üblich einen bestimmten Frequenzgang zuordnet.
3. Durch die abtastende Arbeitsweise wird die Güte des Systems gegenüber stetiger Arbeitsweise verschlechtert, da der negative Phasenwinkel und die Amplitude vergrößert werden. Das ist quantitativ bei großen Zeitkonstanten τ^* weniger von Einfluß als bei kleinen Zeitkonstanten.
4. Die für Stromrichter häufig verwendete Totzeitnäherung mit $T_t = T/2$ entspricht nicht dem tatsächlichen Arbeitsprinzip und hat bei der formalen Berechnung von Regelkreisen ungünstige Ergebnisse zur Folge.
5. Frequenzen $\nu > 0{,}5$ können auf Grund des Abtastprinzips nicht verarbeitet werden. Es läßt sich zeigen, daß der Frequenzgang in der Gaußschen Zahlenebene für $\nu > 0{,}5$ spiegelsymmetrisch zur reellen Achse weiterverläuft [3].

3. Erweiterung der Untersuchung auf Pulssteller

Zwischen Pulsstellern und netzgeführten Stromrichtern besteht zunächst dann eine unmittelbare Analogie, wenn die Pulssteller mit konstanter Pulsfrequenz und Pulsbreitenmodulation arbeiten. Bild 6 zeigt das Eingangssignal und die Ausgangsspannung eines Pulsstellers mit Pulsbreitenmodulation. Es verdeutlicht, daß die Ergebnisse der Abschn. 1 und 2 auch dafür gültig sind.

Häufig werden Pulssteller mit einer Zweipunktregelung des Stromes verbunden. Die Analyse derartiger Systeme muß davon ausgehen, daß Pulssteller und Zweipunkt-Regelkreis eine Einheit bilden. Eingangsgröße ist die Änderung des Stromsollwertes, Ausgangsgröße der Mittelwert des Gleichstromes bzw. dessen Änderung. Bild 7 demonstriert die Abtastung des oberen und unteren Stromgrenzwertes durch die Zweipunktregelung. Es wird deutlich, daß zwischen dem Eingangssignal und dem Mittelwert des Stromes keine Phasenverschiebung besteht. Der Pulssteller mit Stromzweipunktregelung ist, solange die abtastende Arbeitsweise vernachlässigt werden kann, ein verzögerungsfreies Proportionalglied. Soll aber die abtastende Arbeitsweise berücksichtigt werden, muß man die Untersuchung auch hier auf kleine Auslenkungen von einem Arbeitspunkt beschränken. Es er-

folgt eine abwechselnde Abtastung des oberen und des unteren Stromgrenzwertes nach einer jeweils konstanten Abtastzeit. Die Stromzeitflächen sind dem Eingangssignal im Abtastpunkt proportional, so daß ein ideales Abtastglied vorliegt, für das die Überlegungen des Abschn. 2 Gültigkeit besitzen.

Zusammenfassung

Es wurden Stromrichterstellglieder mit Gleichspannungs- oder Gleichstromausgang als Regelkreisglied behandelt, die mit einem Gleichstrommotor in nichtlückendem Betrieb zusammenarbeiten. Die Überlegungen beschränken sich auf kleine Abweichungen von einem stationären Arbeitspunkt. Die abtastende Arbeitsweise kann für $\nu = \omega/\Omega_p \leqq 1/6$ unberücksichtigt bleiben. Das Stellglied ist dann ein verzögerungsfreies Proportionalglied.

Für $1/6 < \nu \leqq 1/2$ muß das Gesamtsystem als Abtastsystem behandelt werden. Das Stellglied stellt ein Abtastglied ohne Halteeinrichtung dar. Für einen charakteristischen stetigen Frequenzgang der Regelstrecke wurden die Abtastfrequenzgänge angegeben.

Literatur

[1] *Wolf H.:* Bemerkungen zu einigen Begriffen der Stromrichtertechnik Der VEM-Elektroanlagenbau 5 (1969) H. 3, S. 161.
[2] *Schipillo, V. R.:* Ventilumformer als Element des automatischen Regelsystems. Elektritschestvo, Moskau (1967) H. 11, S. 63.
[3] *Gille, J. G., M. Pelegrin* und *P. Decaulne:* Lehrgang der Regelungstechnik, Bd. I. Berlin: VEB Verlag Technik 1969.
[4] *Fieger, K.:* Zum dynamischen Verhalten thyristorgespeister Gleichstrom-Regelantriebe. ETZA 90 (1969) H. 13, S. 311.
[5] *Schröder, D.:* Die dynamischen Eigenschaften von Stromrichter-Stellgliedern mit natürlicher Kommutierung. ETZA 91 (1970) H. 4, S. 242.

msr 3584

Anschrift des Verfassers:

R. Schönfeld, Prof. Dr.-Ing., Technische Universität Dresden, Sektion Elektrotechnik, 8027 Dresden, Helmholtzstr. 9.

R. PEIPMANN

Numerische Klassifikationsverfahren (Teil II)[1]

1A 2.5.2; 2.5.5

2.2. Spezielle Verteilungen

Nach Gl. (1) ist die Verwendung einer monoton steigenden Funktion von g_i wieder eine zulässige Unterscheidungsfunktion.

Bei der Gauß-Verteilung

$$f(\boldsymbol{x}/C_i) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} \cdot |\boldsymbol{\Sigma}_i|^{1/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}(\boldsymbol{x}-\boldsymbol{M}_i)' \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} (\boldsymbol{x}-\boldsymbol{M}_i)\right\}$$

$\boldsymbol{M}_i$ Mittelwertvektor, $\boldsymbol{\Sigma}_i$ Kovarianzmatrix
führt z. B. eine ln-Bildung von Gl. (11) auf quadratische Unterscheidungsfunktionen

$$g_i(\boldsymbol{x}) = -\frac{1}{2}\boldsymbol{x}' \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \boldsymbol{x} + \boldsymbol{x}' \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \boldsymbol{M}_i - \\ -\frac{1}{2}\boldsymbol{M}_i' \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \boldsymbol{M}_i + \ln P_i - \frac{1}{2}\ln|\boldsymbol{\Sigma}_i| .$$

Sind die Kovarianzmatrizen identisch für alle Klassen, so hängt das quadratische Glied nicht von i ab und kann in der Unterscheidungsfunktion weggelassen werden. Der optimale Klassifikator ist dann linear:

$$g_i(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{x}' \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \boldsymbol{M}_i + \ln P_i - \frac{1}{2}\boldsymbol{M}_i' \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \boldsymbol{M}_i .$$

Mittelwertvektoren und Kovarianzmatrizen können nach [4] aus der Stichprobe geschätzt werden.

2.3. Approximation von Verteilungsfunktionen

In den meisten Fällen ist die Form der Verteilungsfunktion nicht gegeben, letztere müssen durch geeignete Entwicklungen angenähert werden.

Eine häufig getroffene, wenn auch selten erfüllte Annahme ist die statistische Unabhängigkeit der Vektorkomponenten. Man erhält

$$P(\boldsymbol{x}/C_i) = \prod_{j=1}^{n} P(x_j/C_i) .$$

Sind die Vektorkomponenten x_j binärwertig, so führt eine ln-Bildung wiederum auf lineare Unterscheidungsfunktionen [5].

Zu leistungsfähigeren Klassifikatoren führt die Annahme von Markoff-Abhängigkeiten μ-ter Ordnung der Vektorkomponenten x_j:

$$P(\boldsymbol{x}/C_i) = \prod_{j=1}^{n} P(x_j/x_{j-1}, x_{j-2}, \ldots x_{j-\mu}, C_i) ,$$
$$x_{j-l} = 0 \quad \text{für} \quad j - l \leqq 0 .$$

Bei binären Vektorkomponenten führt eine ln-Bildung zu Unterscheidungsfunktionen $(\mu + 1)$-ten Grades, in denen jedoch nicht alle Terme $(\mu + 1)$-ter Ordnung auftreten. Die Markoff-Abhängigkeit braucht sich dabei nicht auf (räumlich oder zeitlich) benachbarte Vektorkomponenten zu beschränken, es können auch auseinanderliegende Komponenten miteinander verknüpft werden. Auf diese Weise läßt sich die Struktur des Klassifikators an die vorliegenden Objekte anpassen [5].

Wegen der möglichen Adaption des Klassifikators an neue Exemplare ist die serielle Verarbeitung der Trainingsmenge vorteilhaft. Ein besonders für kleinen Stichprobenumfang geeignetes Verfahren ist eine Polynomentwicklung der Wahrscheinlichkeitsdichte nach [6]. Durch N Trainingsexemplare $\boldsymbol{x}_{ij}$ je Klasse C_i wird die Dichtefunktion zunächst in eine Summe von N Exponentialfunktionen entwickelt:

$$f(\boldsymbol{x}/C_i) \approx \\ \approx \frac{1}{(2\pi)^{n/2}\sigma^n N} \sum_{j=1}^{N} \exp\left[-\frac{(\boldsymbol{x}_{ij} - \boldsymbol{x})' \cdot (\boldsymbol{x}_{ij} - \boldsymbol{x})}{2\sigma^2}\right], \\ j = 1 \ldots N , \qquad i = 1 \ldots m . \qquad (12)$$

[1] Teil I (einschließl. [ ]-Stellen) erschien im H. 11/1970.

Tafel. Numerische Klassifikationsverfahren

		Wahrscheinlichkeitsfunktionen	Formale Funktionen	Abstandsfunktionen
Verteilungsfunktionen und Parameter		Leistungskriterien: – minimale Fehlerrate – minimaler Verlust (Bayes-Strategie) Besondere Verfahrenseigensch.: Erfassen und Annähern der Verteilungsfunktionen	– minimale mittl. quadr. Abweichung von Ziel-Funktionen bzw. Konstanten – richtige Klassifizierung einer Stichprobe Verzicht auf Verteilungsfunktionen. Abbildung auf Punktmengen. Regressionsanalyse	– Ballungsmaße Transformationen des Vektorraumes
Klassifizierte Stichprobe	parallel	– Parameterschätzung spezieller Verteilungen – Approximation allgem. Verteilungsfunktionen . Vereinfachende Annahmen (Unabhängig der Vektorkomponenten) . Produktenentwicklung . Orthonormalentwicklung	– mittl. quadr. Abweichung, Bestimmung der Unterscheidungsfunktionen durch . direkte Berechnung . Suchtechniken . lineare Programmierung	– Abstände zu Repräsentanten . Hamming- und euklidischer Abstand . optimale Metriken . Korrelationsmaße – Nächste-Nachbarn-Methode
	seriell	. Polynomenentwicklung . Entwicklung in Exponentialfunktionen . stochastische Approximation	. sequentielle Matrixinversion . stochast. Approximation . Methode der Potentialfunkt. – Bestimmung linearer Unterscheidungsfunktionen . Fehlerkorrekturverfahren – Konstruktion stückw. Trennflächen – heuristische Wahl von Unterscheidungsfunktionen	
Nichtklassifiz. Stichprobe	parallel	– Ballung auf Grund von Wahrscheinlichkeitsfunktionen	– Ballung mittels . Informationsmaßen	– Ballung mittels . Unähnlichkeitskoeffizienten . Substituierbarkeitsmaßen
	seriell	– Parameterschätzung . bei unabh. Klassenfolge . bei markoffabh. Klassenfolge	– Nichtüberwachtes Verbessern linearer Unterscheidungsfunktionen	– Lernen von Klassenrepräsentanten

Dabei ist σ ein wählbarer Glättungsparameter, durch dessen Wahl sich die entstehenden Unterscheidungsfunktionen von linearen ($\sigma \to \infty$) bis zu stark nichtlinearen Formen ($\sigma \to 0$) ändern lassen. Durch Taylor-Entwicklung der Exponentialfunktionen wird Gl. (12) umgeformt in

$$f(\boldsymbol{x}/C_i) \approx \frac{1}{(2\pi)^{n/2} \cdot \sigma^n} \exp\left(-\frac{\boldsymbol{x}'\boldsymbol{x}}{2\sigma^2}\right) h_i(\boldsymbol{x}) ,$$

mit

$$h_i(\boldsymbol{x}) = w_{i\,0\,0\ldots0} + w_{i\,0\,1\ldots0}\, x_1 + \cdots + w_{i\,0\,0\ldots1}\, x_n + \\ + w_{i\,2\,0\ldots0}\, x_1^2 + w_{i\,1\,1\ldots0}\, x_1 x_2 + \cdots + \\ + w_{i\,z_1 z_2 \ldots z_n}\, x_1^{z_1} x_2^{z_2} \ldots x_n^{z_n} + \cdots .$$

Das Polynom $h_i(\boldsymbol{x})$ wird anstelle der Dichtefunktion $f(\boldsymbol{x}/C_i)$ in den Entscheidungsregeln Gl. (8) oder Gl. (10) verwendet.

Seine Koeffizienten $w_{i\,z_1 z_2 \ldots z_n}$ können nach [6] seriell aus den Stichprobenexemplaren ermittelt werden, wobei die gesamte Trainingsmenge nur einmal abgearbeitet wird. Bei formaler Bildung einer Polynom-Unterscheidungsfunktion muß die Zahl der Trainingsexemplare wesentlich größer als die Zahl der Koeffizienten sein, weil sonst die zugrunde liegende Verteilungsform der Objekte nicht berücksichtigt wird. Die obige Ableitung der Koeffizienten über Gl. (12) erlaubt dagegen, mit relativ wenig Trainingsexemplaren auszukommen. Wieviele Terme der Polynomfunktion im speziellen Fall beizubehalten sind, muß praktisch erprobt werden. Ihre Zahl sinkt mit steigendem Wert von σ.

Bei der stochastischen Approximation einer Dichtefunktion $f(\boldsymbol{x})$ durch eine Näherungsfunktion

$$\hat{f}(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{a}'\,\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x}) = \sum_{i=1}^{\mu} a_i\, \varphi_i(\boldsymbol{x}) , \tag{13}$$

ist bei vorgewählten Funktionen $\varphi_i(\boldsymbol{x})$, $i = 1 \ldots \mu$, der Parametervektor $\boldsymbol{a}$ so zu bestimmen, daß

$$I(\boldsymbol{a}) = \int_X [f(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{a}'\,\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x})]^2\, \mathrm{d}\boldsymbol{x} , \tag{14}$$

ein Minimum wird.

Bei unbekannter Dichtefunktion steht lediglich eine Folge unabhängiger Trainingsexemplare $Y^\nu = \boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2, \ldots, \boldsymbol{x}_\nu$ der zu approximierenden Verteilung zur Verfügung. Dann kann $\boldsymbol{a}$ nach [7] iterativ wie folgt berechnet werden:

$$\boldsymbol{a}_{\nu+1} = \boldsymbol{a}_\nu + \gamma_\nu\, [\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x}_\nu) - \boldsymbol{K} \cdot \boldsymbol{a}_\nu] ,$$

dabei: $\boldsymbol{a}_0$ beliebig, $\gamma_\nu \geqq 0$, $\sum_{\nu=1}^{\infty} \gamma_\nu = \infty$, $\sum_{\nu=1}^{\infty} \gamma_\nu^2 < \infty$,

$$\boldsymbol{K} = \int_X \boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x}) \cdot \boldsymbol{\varphi}'(\boldsymbol{x}) \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{x} .$$

Auf das Verfahren der stochastischen Approximation wird im Abschn. 3.3 nochmals näher eingegangen.

2.4. *Selbstlernende Verfahren*

Liegt eine nichtklassifizierte Stichprobe vor, so wurde auf der Grundlage wahrscheinlichkeitstheoretischer Funktionen bisher vor allem versucht, aus einer Objektfolge Y^ν einen als Zufallsgröße betrachteten Parametervektor

$$\boldsymbol{B} = \{B_1, \ldots B_m, P_1, \ldots P_m\},$$

zu schätzen. Analog zu Gl. (3) und Gl. (4) kann man für die Wahrscheinlichkeit des gemeinsamen Auftretens des Vektors $\boldsymbol{B}$ und der Stichprobenfolge Y^ν schreiben

$$P(\boldsymbol{B}/Y^\nu) = \frac{P(\boldsymbol{x}_\nu/\boldsymbol{B})\; P(\boldsymbol{B}/Y^{\nu-1})}{P(\boldsymbol{x}_\nu/Y^{\nu-1})} = \frac{\left[\sum_{i=1}^{m} P(\boldsymbol{x}_\nu/\boldsymbol{B}, C_i) P_i\right] P(\boldsymbol{B}/Y^{\nu-1})}{\int [\text{Zähler}]\, d\boldsymbol{B}}. \tag{15}$$

In Gl. (15) können anstelle der Wahrschenlichkeiten auch die entsprechenden Wahrscheinlichkeitsdichten stehen. Gleichung (15) ermöglicht ein rekursives Berechnen von $P(\boldsymbol{B}/Y^\nu)$ bei gegebener Stichprobenfolge. Dabei ist eine bedingte Unabhängigkeit der Objekte angenommen:

$$P(\boldsymbol{x}_\nu/\boldsymbol{B}, \boldsymbol{x}_{\nu-1}, \ldots, \boldsymbol{x}_1) = P(\boldsymbol{x}_\nu/\boldsymbol{B}).$$

Das Integral im Nenner von Gl. (15) besagt, daß zu einer Implementierung des Verfahrens mit endlichem Speicheraufwand eine Quantisierung des $\boldsymbol{B}$-Raumes nötig ist. Einige Verfahren auf der Grundlage von Gl. (15) mit unabhängigen und Marko-ffabhängigen Klassenfolgen sind in [9] bis [12] beschrieben.

3. Bildung formaler Funktionen

3.1. *Das Kriterium mittlerer quadratischer Abweichungen*

Um die Schwierigkeiten bei der Bestimmung bzw. Speicherung der Wahrscheinlichkeiten $P(\boldsymbol{x}/C_i)$ bzw. Dichten $f(\boldsymbol{x}/C_i)$ zu umgehen, kann man sich für die einzelnen Klassenbereiche einfachere „Kennzeichen" z_i formal vorgeben, z. B. als Konstanten

$$z_i = \begin{cases} K_i, & \text{falls } \boldsymbol{x} \in C_i, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

und Unterscheidungsfunktionen $g_i(\boldsymbol{x})$ nach

$$E\,[z_i - g_i(\boldsymbol{x})]^2 \Rightarrow \text{Minimum!} \tag{16}$$

suchen.

$E\,[\,]$ Erwartungswert

Die z_i sind Ballungszentren der Klassen bzw. Transformationsziele der Abbildung $g(\boldsymbol{x})$.

Aus Aufwandsgründen werden im allgemeinen möglichst einfache Unterscheidungsfunktionen

$$g(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{a}'\,\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x}) = \sum_{i=1}^{\mu} a_i\,\varphi_i(\boldsymbol{x}), \tag{17}$$

$\varphi_i(\boldsymbol{x})$, $i = 1 \ldots \mu$, linear unabhängig, vorgegeben, gewählt.

Mittels Gl. (16) wird der unbekannte Parametervektor $\boldsymbol{a}$ gesucht. Die damit bestimmten Unterscheidungsfunktionen führen im allgemeinen nicht zu minimalen Fehlerraten oder minimalem Verlust. In [13] ist jedoch gezeigt, daß für

$$M(\boldsymbol{a}) = \sum_{i=1}^{m} \frac{P_i}{N_i} \sum_{\nu=1}^{N_i} [K_i - \boldsymbol{a}'\,\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x}_{i\nu})]^2 \Rightarrow \text{Minimum!} \tag{18}$$

im Fall des Zweiklassenproblems $m = 2$, bei einer Trainingsmenge $\{\boldsymbol{x}_{1\nu}, \nu = 1 \ldots N_1$ und $\boldsymbol{x}_{2\nu}, \nu = 1 \ldots N_2\}$ und der Wahl $K_1 = l_{12}$, $K_2 = l_{21}$, (l_{ij}: Verlustziffern) folgendes gilt:

Wenn $\boldsymbol{a}^*$ den Ausdruck $M(\boldsymbol{a})$ minimiert, ist für jede Folge $\{\boldsymbol{a}^*\}$

$$\lim_{\substack{N_1 \to \infty \\ N_2 \to \infty}} \boldsymbol{a}^* = \bar{\boldsymbol{a}},$$

wobei $\bar{\boldsymbol{a}}$ den Ausdruck $E_T\,[g(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{a}'\,\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x})]^2$ minimiert. Dabei ist

$$g(\boldsymbol{x}) = \frac{l_{12}\,P_1\,f(\boldsymbol{x}/C_1) - l_{21}\,P_2\,f(\boldsymbol{x}/C_2)}{f_T(\boldsymbol{x})}$$

die Bayes-optimale Unterscheidungsfunktion nach Gl. (10). Der Erwartungswert E_T wurde bezüglich $f_T(\boldsymbol{x}) = P_1\,f(\boldsymbol{x}/C_1) + P_2\,f(\boldsymbol{x}/C_2)$ gebildet.

Die einzelnen Klassifikationsverfahren unterscheiden sich in den Techniken zur Ausführung von Gl. (16) oder Gl. (18).

3.2. *Parallele Verfahren*

Eine direkte Berechnung der Extremwertaufgabe von Gl. (18) ist bei linearen Funktionen wie in Gl. (17) möglich:

$$g(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{w}'\,\boldsymbol{x}.$$

Nach Gl. (14) ergibt sich dann für das Zweiklassenproblem, $K_i = 1$, $N_1 = N_2$ die gleiche lineare Unterscheidungsfunktion wie bei einer Gaußverteilung mit gleichen Kovarianzmatrizen, wobei Mittelwerte

$$\boldsymbol{M}_i = \frac{1}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \boldsymbol{x}_j$$

und Streuung

$$\Sigma = \frac{1}{N_1 + N_2 - 2} \sum_{i=1}^{2} \sum_{j=1}^{N_e} (\boldsymbol{x}_{ij} - \boldsymbol{M}_i)' \cdot (\boldsymbol{x}_{ij} - \boldsymbol{M}_i)$$

aus der Stichprobe geschätzt werden.

Eine Ausdehnung der Berechnungen bei linearer Unterscheidungsfunktion auf Mehrklassenprobleme behandeln [15] und [16], die Verwendung der Linearprogrammierung wurde in [34] beschrieben.

3.3. *Serielle Verfahren*

Bei nichtlinearen Funktionen $\varphi_i(\boldsymbol{x})$ sind zur Minimumbestimmung in Gl. (18) Suchtechniken möglich.

Zur Verminderung des Speicheraufwandes sind serielle Techniken [17] und [18] geeignet, sind aber wegen der erforderlichen Matrixinversion zeitaufwendig.

Besonders ausführlich untersucht wurde das Verfahren der stochastischen Approximation [19] bis [22]. Eine Funktion $h(\boldsymbol{x})$ ist durch die Näherung von Gl. (17) zu approximieren. Der Parametervektor $\boldsymbol{a}$ ist zu bestimmen, bei unbekannter Wahrscheinlichkeitsdichte $f(\boldsymbol{x})$ steht dafür nur eine Trainingsfolge $Y^\nu = \boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2 \ldots \boldsymbol{x}_\nu$ zur Verfügung. Aus

$$I(\boldsymbol{a}) = \int_X [h(\boldsymbol{x}) - g(\boldsymbol{x})]^2\, f(\boldsymbol{x})\, d\boldsymbol{x} = E\,\{[h(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{a}'\,\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x})]^2\}$$
$$= E\,\{G(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{a})\} \Rightarrow \text{Min.} \tag{19}$$

folgt

$$E\{\nabla_{\boldsymbol{a}} G(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{a})\} = 0\,. \tag{20}$$

∇ Gradientenoperator

Hat Gl. (20) die Lösung $\boldsymbol{a} = \boldsymbol{a}^*$, so liefert das Verfahren der stochastischen Approximation (Robbins-Monroe-Prozeß) bei beliebigem $\boldsymbol{a}_0$ eine Folge

$$\boldsymbol{a}_{\nu+1} = \boldsymbol{a}_\nu + \gamma_\nu \nabla_{\boldsymbol{a}} G(\boldsymbol{x}_\nu, \boldsymbol{a}_\nu)\,. \tag{21}$$

Mit $\gamma_\nu \geqq 0$, $\sum\limits_{\nu=1}^{\infty} \gamma_\nu = \infty$, $\sum\limits_{\nu=1}^{\infty} \gamma_\nu^2 < \infty$ (weitere Bedingungen siehe z. B. [22]) gilt

$$\lim_{\nu\to\infty} \{E\,[\boldsymbol{a}_\nu - \boldsymbol{a}^*]^2\} = 0\,, \qquad P\left\{\lim_{\nu\to\infty} \boldsymbol{a}_\nu = \boldsymbol{a}^*\right\} = 1\,.$$

Schreibt man z. B. für das Zweiklassenproblem $m = 2$ das Kriterium Gl. (18) in der Form

$$M(\boldsymbol{a}) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2} P_i\, E\,[K_i - \boldsymbol{a}'\, \boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x})]^2 \Rightarrow \text{Min.},$$

so ergibt die Anwendung von Gl. (20) und Gl. (21) nach [22]

$$\boldsymbol{a}_{\nu+1} = \boldsymbol{a}_\nu + \gamma_\nu\,[d_1(C_\nu)\, K_1 + d_2(C_\nu)\, K_2 - \\ - \boldsymbol{a}'\, \boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x}_\nu)]\, \boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{x}_\nu)\,,$$

wobei die Trainingsexemplare $\boldsymbol{x}_\nu$ die bekannte Klassenzugehörigkeit $C_\nu = C_1$ oder C_2 besitzen und

$$d_i(C_\nu) = \begin{cases} 1, & \text{falls} \quad C_\nu = C_i,\ i = 1, 2; \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

ist.

Konvergenzverhalten und Ausdehnung auf Vielklassenprobleme $m > 2$ werden in [22] untersucht.

Eng mit der stochastischen Approximation verwandt ist die Methode der Potentialfunktionen zur Approximation einer Funktion $h(x)$ durch Gl. (17). Für $\nu \to \infty$ wird das Kriterium Gl. (19) erfüllt, wenn durch eine Trainingsfolge Y^ν iterativ

$$g_{\nu+1}(x) = g_\nu(x) + [h(x_{\nu+1}) - g_\nu(x_{\nu+1})]\, \frac{1}{\Lambda}\, K(x, x_{\nu+1})$$

gebildet wird.

Λ Positive Konstante mit $\Lambda > 1/2 \max K(x, x)$.

Dabei ist

$$K(x, x_\nu) = \sum_{j=1}^{\mu} \varphi_j(x) \cdot \varphi_j(x_\nu)\,,$$

die sog. Potentialfunktion. Bezüglich weiterer Einzelheiten, insbesondere weiterer Algorithmen der Potentialfunktionsmethode, sei auf die Literatur verwiesen [23] bis [27].

3.4. Fehlerraten als experimentelles Leistungskriterium

Bisher wurden die Unterscheidungsfunktionen durch Approximation einer Zielfunktion für die Klassen bestimmt. In den folgenden Verfahren werden Parameter formal angesetzter Unterscheidungsfunktionen (lineare Funktionen oder Potenzreihen) so eingestellt, daß sie eine Trainingsmenge richtig klassifizieren, ohne weitere Leistungskriterien zu verwenden.

Beim Fehlerkorrekturverfahren werden lineare Unterscheidungsfunktionen

$$\left.\begin{aligned} g_i(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{w}'\, \boldsymbol{X} = \sum_{j=0}^{n} w_{ij}\, x_j\,, \qquad i = 1 \ldots m\,, \\ \boldsymbol{X} = (1, x_1, x_2, \ldots, x_n) \end{aligned}\right\} \tag{22}$$

bestimmt. Die Vektoren $\boldsymbol{x}$ wurden um eine Komponente mit dem Wert 1 erweitert. Um die Entscheidungsregel Gl. (1) zu erfüllen, wird die Trainingsmenge $\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2, \ldots, \boldsymbol{x}_\nu$ zyklisch in Gl. (22) eingesetzt. Mit beliebigen Anfangswerten $\boldsymbol{w}(0)$ werden die Gewichtsvektoren $\boldsymbol{w}$ nach folgender Lernregel ermittelt:

$$\left.\begin{aligned} &\text{Ist} \quad \boldsymbol{x}_\nu \in C_j \\ &\text{und} \\ &\boldsymbol{w}'_{\nu j}\, \boldsymbol{X}_\nu > \boldsymbol{w}'_{\nu i}\, \boldsymbol{X}_\nu\,, \quad j \neq i\,, \quad i = 1 \ldots m\,, \\ &\text{bleibt} \\ &\boldsymbol{w}_{(\nu+1)\,i} = \boldsymbol{w}_{\nu i} \quad \text{für alle } i; \\ &\text{falls} \\ &\boldsymbol{w}'_{\nu l}\, \boldsymbol{X}_\nu \geqq \boldsymbol{w}'_{\nu i}\, \boldsymbol{X}_\nu\,, \quad i \neq 1\,, \quad i = 1 \ldots m\,, \\ &\text{wird} \\ &\boldsymbol{w}_{(\nu+1)\,j} = \boldsymbol{w}_{\nu j} + C\, \boldsymbol{X}_\nu\,, \qquad C > 0\,, \\ &\boldsymbol{w}_{(\nu+1)\,l} = \boldsymbol{w}_{\nu l} - C\, \boldsymbol{X}_\nu\,, \\ &\boldsymbol{w}_{(\nu+1)\,i} = \boldsymbol{w}_{(\nu+1)\,i}\,, \qquad i = 1 \ldots m\,, \\ &\qquad\qquad\qquad\qquad i \neq j\,, \qquad i \neq l\,. \end{aligned}\right\} \tag{23}$$

Sind die Objekte linear separierbar, ergibt sich nach einer endlichen Anzahl von Schritten ein Lösungsvektor $\hat{\boldsymbol{w}}$, der die Trainingsmenge richtig klassifiziert [28] bis [30]. Die maximale Schrittzahl ist nicht vorher bestimmbar, da zu ihrer Berechnung $\hat{\boldsymbol{w}}$ bekannt sein muß.

Die Zahl der Iterationsschritte kann gesenkt werden, wenn statt der einzelnen Trainingsobjekte zu jedem Schritt Objektgruppen verarbeitet werden [31]. Da nach Erreichen des Lösungsvektors die Objekte sehr dicht an den Trennflächen zwischen den Klassen liegen können, wird in einem modifizierten Verfahren [32] und [33] ein Mindestabstand

$$\Delta_{ij}(\boldsymbol{x}_\nu) = \frac{(\boldsymbol{w}_i - \boldsymbol{w}_j)\, \boldsymbol{X}_\nu}{\sqrt{\sum\limits_{r=1}^{n} (w_{ir} - w_{jr})^2}}$$

zwischen Trainingsexemplar und Hyperebene vorgeschrieben. Das stückweise Zusammensetzen aus linearen [28] oder nichtlinearen [36] Abschnitten gestattet die relativ einfache Bildung komplizierter Trennflächen. Besonders wichtig sind stückweise lineare Flächen wegen der Realisierung mittels Schwellwertschaltungen [28] und [35], die auch nichtlinear separierbare Klassen zu trennen gestatten. In der Schreibweise der Unterscheidungsfunktionen werden für jede Klasse C_i mehrere lineare Ausdrücke gebildet:

$$g_{ij}(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{w}'_{ij}\, \boldsymbol{X}\,, \qquad j = 1 \ldots S_i\,, \qquad i = 1 \ldots m\,.$$

Für das Lernverfahren analog zu Gl. (23) sind Konvergenzbeweise noch nicht bekannt [30].

In einem Verfahren nach [37] werden Unterscheidungsfunktionen Gl. (17) formal angesetzt, die $\varphi_i(\boldsymbol{x})$ bestehen aus Potenzen der Vektorkomponenten x_j, $j = 1 \ldots n$. Aus der großen Zahl der $\binom{2^n}{\mu}$ Möglichkeiten werden heuristisch anhand einer Trainingsmenge die für die Klassifizierung bedeutsamen Terme ausgesucht, das Kriterium dafür ist die erreichbare Richtigerkennung. Begonnen wird mit linearen

Termen, die unwesentlichen (gekennzeichnet durch kleine Koeffizienten a_i) werden durch nächsthöhere nichtlineare Terme ersetzt. Das Verfahren wird fortgesetzt, bis die Fehlerrate nicht mehr sinkt oder der Aufwand Grenzen setzt.

Die heuristische Suche nach kennzeichnenden Termen steht im Gegensatz z. B. zur Produktentwicklung bzw. Polynomentwicklung bei Wahrscheinlichkeitsfunktionen, wo durch Markoff-Abhängigkeit bedeutsame Terme ausgesucht wurden bzw. die Eigenschaft der Trainingsmenge in die Konstruktion der Potenzreihenkoeffizienten einflossen.

Da die $g_i(\boldsymbol{x})$ linear in den Koeffizienten a_i sind, ist auf Gl. (17) auch bei nichtlinearen $\varphi_i(\boldsymbol{x})$ das Fehlerkorrekturverfahren Gl. (23) anwendbar.

3.5. *Selbstlernende Verfahren*

Das Fehlerkorrekturverfahren wurde zu einem selbstlernenden Verfahren erweitert [38]. Nach Wahl zweier Konstanten ε, Θ mit $0 < \varepsilon < \Theta$ werden zu jedem Iterationsschritt ν die zwei größten Unterscheidungsfunktionen

$$\boldsymbol{w}'_{\nu k} \cdot \boldsymbol{X}_\nu \geqq \boldsymbol{w}'_{\nu l}\, \boldsymbol{X}_\nu \geqq \boldsymbol{w}'_{\nu j}\, \boldsymbol{X}_\nu \quad \text{für alle } j \neq k, l$$

ermittelt.

Die Lernregel lautet

Falls $\boldsymbol{w}'_{\nu k}\, \boldsymbol{X}_\nu < \boldsymbol{w}'_{\nu l}\, \boldsymbol{X}_\nu + \varepsilon$
(Exemplar nicht sicher identifizierbar)

oder $\boldsymbol{w}'_{\nu k}\, \boldsymbol{X}_\nu \geqq \boldsymbol{w}'_{\nu l}\, \boldsymbol{X}_\nu + \Theta$
(Exemplar wird stark zu C_k gewiesen),

wähle $\boldsymbol{w}_{(\nu+1)\,i} = \boldsymbol{w}_{\nu i}$ für alle i.

Falls $\boldsymbol{w}'_{\nu l}\, \boldsymbol{X}_\nu + \varepsilon \leqq \boldsymbol{w}'_{\nu k}\, \boldsymbol{X}_\nu < \boldsymbol{w}'_{\nu l}\, \boldsymbol{X} + \Theta$
(Exemplar wird schwach zu Klasse C_k gewiesen),

wähle $\boldsymbol{w}_{(\nu+1)\,k} = \boldsymbol{w}_{\nu k} + \boldsymbol{X}_\nu$

und $\boldsymbol{w}_{(\nu+1)\,l} = \boldsymbol{w}_{\nu l} - \boldsymbol{X}_\nu$.

Damit schwer trennbare Klassen nicht zusammenfallen, ist eine Mindestzahl anfänglich überwachter Lernschritte nötig. Konvergenzbeweise und nähere theoretische Untersuchungen über die zweckmäßige Wahl von ε und Θ sind nicht bekannt.

4. Abstandsverfahren

4.1. *Abstände von Repräsentanten und Nachbarobjekten*

Durch Definition oder durch Mittelwertbildungen über eine Stichprobe sind für jede Klasse C_i ein oder mehrere Repräsentanten $\boldsymbol{f}_j$, $j = 1 \ldots N_i$ gegeben. Als Unterscheidungsfunktionen dienen Abstandsmaße, z. B.

$$D_i(\boldsymbol{x}, \{\boldsymbol{f}_j\}) = \frac{1}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \mathrm{d}^2(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{f}_j)\,, \qquad i = 1 \ldots m\,. \tag{24}$$

Die Metrik $d(\ldots)$ muß folgende Bedingungen erfüllen:

$$d(\boldsymbol{a}, \boldsymbol{b}) = 0 \quad d(\boldsymbol{a}, \boldsymbol{b}) = 0 \text{ genau dann, wenn } \boldsymbol{a} = \boldsymbol{b}\,,$$

$$d(\boldsymbol{a}, \boldsymbol{b}) = d(\boldsymbol{b}, \boldsymbol{a})\; d(\boldsymbol{a}, \boldsymbol{c}) = d(\boldsymbol{a}, \boldsymbol{b}) + d(\boldsymbol{b}, \boldsymbol{c})\,.$$

Besonders häufig verwendet werden Hamming-Abstand [39] und euklidischer Abstand. Nach kleinstem D_i wird klassifiziert.

Durch Erfüllung bestimmter Ballungskriterien, z. B. Minimieren des mittleren Abstandes der Repräsentanten einer Klasse und/oder Maximieren des mittleren Abstandes der Repräsentanten verschiedener Klassen können für die Klassifizierung der vorliegenden Objekte besonders geeignete optimale Metriken $d(\ldots)$ abgeleitet werden [40] und [41].

Korrelationsmaße zwischen den Objekten $\boldsymbol{x}$ und den Repräsentanten $\boldsymbol{f}_j$ werden in vielfacher Form zur Klassifikation benutzt [43]. Eine mögliche Form zur Verwendung als Unterscheidungsfunktion ist

$$S_i(\boldsymbol{x}) = \sum_{j=1}^{N_i} \left(\frac{\boldsymbol{x}\, \boldsymbol{f}_j}{|\boldsymbol{x}|\; |\boldsymbol{f}_j|} \right)^r . \tag{25}$$

Der Exponent r ist wählbar, mit steigendem r werden die benachbarten Repräsentanten stärker betont [42].

Bei der „Klassifikation nach dem nächsten Nachbarn" (NN-Regel) wird das Objekt in die Klasse des nächstbenachbarten, bereits klassifizierten Objekts gewiesen. Der Abstand wird in irgendeiner Metrik gemessen. Ist $L_{\min}$ der minimale Bayes-Verlust bei Klassifikation nach Gl. (10), so ist der Verlust L_N bei der Anwendung der NN-Regel bei hinreichend großem Stichprobenumfang

$$L_{\min} \leqq L_N \leqq L_{\min} \left(2 - \frac{m}{m-1} L_{\min} \right),$$

also kleiner als $2\, L_{\min}$ [44]. Zur Verminderung des unter Umständen beträchtlichen Speicheraufwandes kann man zunächst diejenige minimale Untermenge der Trainingsexemplare suchen, die, als Referenzmenge verwendet, die restlichen Stichprobenmitglieder richtig klassifiziert. Dabei werden diejenigen Exemplare ausgeschieden, die beim wiederholten Durchlaufen des Verfahrens richtig klassifiziert werden, als Referenzobjekte bleiben nur Exemplare nahe den Klassengrenzen [45]. Nähere theoretische Untersuchungen sind nicht bekannt, das Verfahren scheint jedoch relativ rechenzeitaufwendig zu sein [46].

Ein selbstlernendes Verfahren zur Ermittlung von Klassenrepräsentanten beruht nach [47] bis [49] auf Gl. (25) mit $r = 1$. Eine Objektmenge ist in zwei Klassen zu teilen. Beginnend mit willkürlichen Klassenrepräsentanten werden iterativ die Skalarproduktbildung zur Teilung der Objektmenge und die Mittelung über die entstehenden Klassen zur Erzeugung verbesserter Repräsentanten fortgesetzt. Das Verfahren konvergiert zu den richtigen Klassenrepräsentanten, unter Umständen ist statt willkürlicher Anfangsrepräsentanten eine geeignetere Wahl erforderlich [49].

4.2. *Ballungsmethoden*

Das Finden von Ballungen (clusters) in einer nichtklassifizierten Objektmenge beruht vor allem auf Ähnlichkeitsmaßen, abgeleitet aus Abstandsfunktionen Gl. (24) oder Korrelationsmaßen Gl. (25). Die Verwendung von Wahrscheinlichkeiten wurde in [51] vorgeschlagen, Informationsmaße in [52].

In [53] wird aus den Wahrscheinlichkeiten $P_{\alpha,\beta}(\boldsymbol{x})$ dafür, daß das Element $\boldsymbol{x}$ im Kontext α, β auftritt, also die Elementkette $\alpha\, \boldsymbol{x}\, \beta$ bildet, ein Maß für die gegenseitige Substituierbarkeit zweier Objekte $\boldsymbol{x}_1$ und $\boldsymbol{x}_2$ gebildet, das auf der Korrelationsfunktion beruht. Ausgehend von den Objekten, die mit den meisten anderen gemeinsamen Kontext besitzen, werden Elemente mit hoher gegenseitiger Substituierbarkeit in die gleiche Ballung (Klasse) eingeteilt. Durch Auffassen der $\boldsymbol{x}$ als Merkmale wurde das Verfahren auch zur Merkmalsgewinnung (figure extraction) in Bildern verwendet [53].

msr 3559

W. SCHNEIDER

Entwurf von elektrischen Filtern mit Hilfe der Übertragungsfunktionen zweiter Ordnung (Teil II)[1]

IA 4.0.5

Durch den Einsatz integrierter Verstärker, als Voraussetzung einer akzeptablen Realisierung elektronischer Filter oberhalb des Tiefstfrequenzgebietes überhaupt, sind sowohl die Funktionsgrenzen als auch die ökonomischen Grenzen der Schaltungen eng mit dem Entwicklungsstand der IC verbunden. Ergebnis der gegenwärtig noch anhaltenden steilen Aufwärtsentwicklung dieser Bausteine, verbunden mit den durch sie gegebenen funktionellen und fertigungstechnischen Vorteilen, ist die große Bedeutung, die aktive Filter in zunehmendem Maße für Frequenzen bis $>$ 100 kHz erlangen. Der Einfluß, den sich aktive Siebschaltungen in der Filtertechnik erobern, auch in Bereichen, in denen passive LC-Schaltungen bislang dominieren, läßt die Notwendigkeit erkennen, sich mit ihrer Theorie und mit Verfahren zur Schaltungssynthese zu befassen.

3.2. *Realisierungsmöglichkeiten*

Bei den derzeitig bedeutsamen Synthesesystemen wird durchweg ein aktives Element für jedes Polpaar benötigt. Übertragungsfunktionen höherer als zweiter Ordnung können demzufolge nur über ihre Quadratfaktoren realisiert werden, die Gesamtschaltung wird also durch in Kette geschaltete aktive Einzelfilter mit Übertragungsverhalten zweiter Ordnung gebildet, die sämtlich den bereits bekannten Gesetzmäßigkeiten für Übertragungsfunktionen 2. Ordnung unterliegen. Zu den Gründen dieser Aufspaltung in Quadratfaktoren zählen

- Aufwand an aktiven und passiven Bauelementen
- Netzwerkempfindlichkeit, d. h. Änderungen des Übertragungsverhaltens in Beziehung auf die Toleranzen der passiven und aktiven Parameter
- Stabilitätsforderungen.

Damit sind gleichzeitig auch die Kriterien genannt, die zum Herauskristallisieren von im wesentlichen zwei praktisch diskutablen und gleichzeitig universellen Realisierungsverfahren für Quadratfaktoren geführt haben,

- Realisierung mit gyratorischen Verstärkern
- Realisierung mit negativen Rückkopplungsverstärkern.

Wenn im folgenden der Realisierung mit Rückkopplungsverstärkern besondere Aufmerksamkeit geschenkt wird, so deshalb, weil ihr Einsatz in der Meßtechnik, in der Weiterverarbeitung von Meßinformationen zur Automatisierung technischer Prozesse, sich als besonders geeignet erwiesen hat. Einschränkend muß dazu jedoch festgestellt werden, daß die optimale Lösung bei spezieller Aufgabe nicht immer die Realisierung mit gekoppeltem Verstärker zu sein braucht.

3.3. *Elektronischer Tiefpaß*

Wird mit einem gegengekoppelten Verstärker im aktiven Filter gearbeitet (Bild 3), so sind zur Realisierung der gewünschten Übertragungsfunktion zwei Voraussetzungen zu beachten

- hochohmiger Verstärkereingang, so daß gilt $i_3 \to 0 \to i_1 = i_2 = i$
- $u_g \approx 0$, so daß mit den Kurzschlußübertragungsimpedanzen der RC-Netzwerke $\boldsymbol{Z}_e$ und $\boldsymbol{Z}_r$ gerechnet werden kann, die z. B. in [2] tabelliert vorliegen.

Setzt man $i_3 \to 0$ voraus, so findet man die Übertragungsfunktion über

$$i_1 = \frac{u_e - u_e'}{\boldsymbol{Z}_e} = i_2 = \frac{u_a - u_e'}{\boldsymbol{Z}_r} \tag{21}$$

und

$$-v_u = \frac{u_a}{u_e} = -\frac{\boldsymbol{Z}_r}{\boldsymbol{Z}_e} \frac{1}{1 - \frac{u_e'}{u_a}\left(1 + \frac{\boldsymbol{Z}_r}{\boldsymbol{Z}_e}\right)} \tag{22}$$

bei Beachtung des Zusammenhanges

$$\frac{u_a}{u_e'} = -v \tag{23}$$

schließlich zu

$$G = \frac{u_a}{u_e} = -\frac{\boldsymbol{Z}_r}{\boldsymbol{Z}_e} \frac{1}{1 + \frac{1}{v}\left(1 + \frac{\boldsymbol{Z}_r}{\boldsymbol{Z}_e}\right)}. \tag{24}$$

Bild 3. Prinzip des Operationsverstärkers

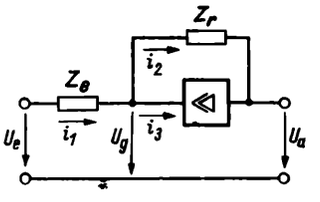
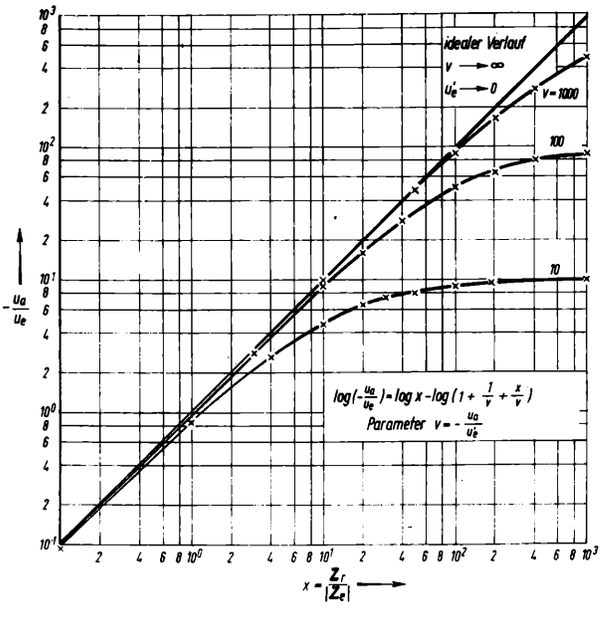


Bild 4. Verstärkungseinfluß auf das Übertragungsverhalten



[1]) Teil I erschien im Heft 10/1970.

Bild 4 zeigt diesen Zusammenhang mit v als Parameter. Von der wirksamen Verstärkung v hängt sowohl die obige zweite Bedingung $u_g \approx 0$ als auch die optimale Dimensionierung der Filter entscheidend ab.

Für $v \to \infty$ gilt zunächst die Idealgerade

$$v_u = -\frac{u_a}{u_e} = \frac{Z_r}{Z_e}, \tag{25}$$

wo wegen $u_e' \ll u_a$ auch stets $u_e' \ll u$ und damit $u_e' \approx 0$ erfüllt werden kann. Abweichungen von dieser Geraden drücken die Verletzung dieser Bedingungen gleichzeitig mit aus. Berücksichtigt man Gl. (24), läßt sich für vorgegebene Verstärkung v eine Gesamtverstärkung v_u finden, die maximal erreichbar ist, ohne daß die Übertragungseigenschaften eines nach Gl. (25) dimensionierten Filters wesentlich beeinflußt werden. Als Beispiel sei ein Verstärker mit $v = 10$ angeführt, der die untere Aufwandsgrenze des für diese Filterrealisierung möglichen darstellen dürfte. Mit ihm ist eine Gesamtverstärkung $v_u = 1$ im Durchlaßbereich DB des Filters noch zu erreichen. Wie praktisch nachgewiesen werden konnte, sind Abweichungen von der Idealgeraden von etwa 10%, bezogen auf den Ordinatensollpunkt, noch ohne merklichen Einfluß auf die Filtercharakteristiken. Abweichungen von der Kurvenasymptoten sind hierbei in erster Näherung auf ein zu kleines Verhältnis u_e/u_e, zurückzuführen die Parallelabweichung der Kurvenasymptoten zur Idealgeraden auf einen zu kleinen Verstärkungswert v.

Während damit also die zweite der eingangs getroffenen Voraussetzungen, die sich auf die Verstärkung v bezieht, gemildert werden konnte, ist die Voraussetzung $i_3 \to 0$ streng einzuhalten. Mit dem Einsatz moderner Feldeffekt transistoren stellt aber auch diese Bedingung keine Schwierigkeit mehr dar.

Eine genügend hohe Verstärkung im Sinne der vorliegenden Ausführungen gestattet für die weitere Filterrealisierung den Einsatz von Gl. (25), die besagt:

$$|\text{Übertragungsfunktion}| = \frac{\text{Kurzschlußübertragungsimpedanz des Rückkopplungsvierpols}}{\text{Kurzschlußübertragungsimpedanz des Eingangsvierpols}}.$$

Beide Kurzschlußübertragungsimpedanzen können frequenzabhängig sein. Die Realisierung eines aktiven elektronischen Tiefpasses mit Übertragungsverhalten zweiter Ordnung nach Gl. (5) soll als Beispiel für das verwendete Syntheseverfahren dienen.

Ausgangspunkt ist die Übertragungsfunktion. Entsprechend ihrer Form — quadratische Nennerfunktion — wird eine Auswahl aus den tabellarisch vorliegenden [5] Kurzschlußübertragungsimpedanzen getroffen, die nach Gl. (25) geeignet sind, die geforderte Übertragungsfunktion zu erfüllen. Im vorliegenden speziellen Fall werden die Vierpole Bild 5 und 6 benutzt, deren Kurzschlußübertragungsimpedanzen lauten:

$$Z_e = 2R\left(1 + p\frac{RC}{2}\right). \tag{26}$$

$$Z_r = R_2 \frac{1 + p\,2\,R_1 C_1}{1 + p\,2\,R_1 C_1 + p^2 R_1 R_2 C_1^2}. \tag{27}$$

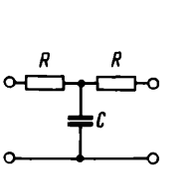


Bild 5 (links). Eingangsvierpol des TP-Filters

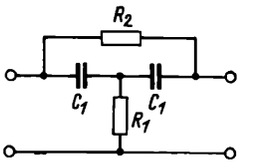


Bild 6 (rechts). TP-Rückkopplungsvierpol

Wird die Dimensionierung der Bauelemente so vorgenommen, daß

$$R\,C = 4\,R_1\,C_1 \qquad \text{1. Bestimmungsgleichung} \tag{28}$$

ist, so lautet die Übertragungsfunktion

$$G(p) = \frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_2}{2R}\,\frac{1}{1 + p\,2\,R_1 C_1 + p^2 R_1 R_2 C_1^2}. \tag{29}$$

Der Koeffizientenvergleich mit Gl. (5) liefert zwei weitere Bestimmungsgleichungen für die Bauelemente

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1^2}, \tag{30}$$

$$D = R_1 C_1 \omega_0 = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}. \tag{31}$$

Eine letzte Gleichung erhält man für

$$G(p)/_{p=j\,\omega=0} = -v_{u/\omega=0} = -\frac{R_2}{2R} \tag{32}$$

unter Berücksichtigung von Bild 4. Eine Größe bleibt frei wählbar. Für ein zu dimensionierendes Filter liegen im allgemeinen die Grenzfrequenz und die gewünschte Spannungsverstärkung v_u vor. Auch die Dämpfung D kann vorgegeben werden, indem aus der im Bild 1 dargestellten Schar Übertragungsfunktionen für Verzögerungsglieder zweiter Ordnung ein geeigneter Verlauf ausgesucht wird.

Da die Grenzfrequenz des Filters, nicht aber ω_0 unmittelbar bekannt sind, muß eine Beziehung gesucht werden. Wählt man als Grenzfrequenz ω_g die Frequenz, bei der der Betrag der Übertragungsfunktion um 3 dB abgefallen ist, so gilt mit den Gln. (9) und (10) sowie mit

$$|G(\omega_g)| = \frac{K_1}{\sqrt{(1 - T_2^2\,\omega^2)^2 + T_1^2\,\omega^2}}, \tag{33}$$

$$\frac{|G(\omega)|}{|G(0)|} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 4\,D^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \tag{34}$$

Die Lösungen $(\omega_g/\omega_0)_{1,2} = 1 - 2\,D^2 \pm \sqrt{2 - 4\,D^2 + 4\,D^4}$ führen mit $D = 1/2\sqrt{2}$ zur gesuchten Beziehung

$$\omega_g = \omega_0. \tag{35}$$

Erweisen sich andere Dämpfungen als günstiger, so kann eine Abschätzung über die Diagrammschar Bild 1 erfolgen. Die Resonanzfrequenz ω_0 für $D = 0$ ist dabei nach Gl. (35) stets bekannt. Mit den vier Bestimmungsgleichungen (28) und (30) bis (32) und einer frei wählbaren Größe können die benötigten fünf Bauelementewerte berechnet werden. Tafel 1 stellt die Dimensionierungsgleichungen zur Verfügung.

[1]) Soll keine Resonanzüberhöhung in der Amplituden-Frequenzcharakteristik auftreten, so wird die optimale Dämpfung $D = 1/2\sqrt{2} \approx 0{,}7$ gewählt.

Tafel 1. Tiefpaß — Grundschaltung

	R	R_1	R_2	C	C_1
R	–	$\frac{R_1}{2\,D^2\,v_u}$	$\frac{R_2}{2\,v_u}$	$\frac{4\,D}{\omega_0\,C}$	$\frac{1}{2\,\omega_0\,D\,C_1\,v_u}$
R_1	$2\,R\,D^2\,v_u$	–	$D^2\,R_2$	$\frac{8\,D^2\,v_u}{\omega_0\,C}$	$\frac{D}{\omega_0\,C_1}$
R_2	$2\,R\,v_u$	$\frac{R_1}{D^2}$	–	$\frac{8\,D\,v_u}{\omega_0\,C}$	$\frac{1}{D\,\omega_0\,C_1}$
C	$\frac{4\,D}{\omega_0\,R}$	$\frac{8\,D^2\,v_u}{\omega_0\,R_1}$	$\frac{8\,D\,v_u}{\omega_0\,R_2}$	–	$8\,D^2\,C_1\,v_u$
C_1	$\frac{1}{2\,\omega_0\,D\,R\,v_u}$	$\frac{D}{\omega_0\,R_1}$	$\frac{1}{\omega_0\,D\,R_2}$	$\frac{C}{8\,D^2\,v_u}$	–

$v_u = |v_u|_{\omega=0}$

Beispiel:

Vorgegeben sind ein möglichst steiler Flankenabfall oberhalb der Frequenz $f_1 = 0{,}067$ Hz $= T \triangleq 15$ s und eine Verstärkung $v \approx 100$. Bei f_1 selbst soll noch kein Amplitudenabfall auftreten.

Lösung:

Aus Bild 4 läßt sich für $v = 100$ ein $v_{u\,\max} \approx 20$ ablesen. Geringe Resonanzüberhöhung wird zugelassen, um das Übergangsgebiet möglichst schmal zu halten → $D = 0{,}6$.

Mit Bild 1 kann man $\omega_0 \approx 2\,\pi \cdot 0{,}11\ \mathrm{s^{-1}} = 0{,}69\ \mathrm{s^{-1}}$ festlegen. C als der am größten zu erwartende Wert wird zu $C = 11{,}6\ \mu$F (gemessener Wert) vorgegeben.

Bild 7 zeigt die zugehörige nach Tafel 1 berechnete Gesamtschaltung.

Bei einer Bauelementetoleranz von 5% war die Übereinstimmung des gemessenen zum theoretischen Übertragungsverhalten sehr gut. Die Netzwerkempfindlichkeit, d. h. die Änderung des Übertragungsverhaltens in Beziehung auf die Genauigkeit der Bauelemente wird jedoch im allgemeinen bei höheren Frequenzen, kHz-Gebiet, spürbar.

3.4. Frequenztransformation

Wie bereits eingangs erwähnt, ist es durch einfache Frequenztransformationen möglich, die Übertragungsfunktionen nach den Gl. (6) bis (8) aus der Fundamentalfunktion Gl. (5) zu finden. Eine mit der Frequenztransformation verbundene Bauelementetransformation gestattet weiterhin die sofortige Dimensionierung der vom Tiefpaßgrundtyp abgeleiteten Hochpaß-, Bandpaß- oder Bandsperrenschaltung. Dabei bleiben sowohl die Amplituden- als auch die Phaseneigenschaften der TP-Schaltung für die frequenztransformierte Schaltung voll gültig. Bei der BP- und BS-Transformation werden allgemein Faktoren erster Ordnung in solche zweiter Ordnung und Elemente zweiter Ordnung in zwei Faktoren zweiter Ordnung gewandelt. Die Übertragungscharakteristiken dieser Band-Schaltungen sind symmetrisch.

Um ein HP-Verhalten mit TP-äquivalenten Eigenschaften, insbesondere auch gleiche Signalverstärkung im Durchlaßbereich wie beim TP, zu erhalten, wird die Transformation

$$p = \frac{\omega_{0\,TP}^2}{p'} \tag{36}$$

durchgeführt. Eingesetzt in Gl. (5) erhält man die Übertragungsfunktion

$$G(p) = \frac{K}{1 + \frac{2\,D\,\omega_{0\,TP}}{p'} + \frac{\omega_{0\,TP}^2}{p'^2}} = K\,\frac{\frac{p'^2}{\omega_{0\,TP}^2}}{1 + \frac{2\,D}{\omega_{0\,TP}}\,p' + \frac{p'^2}{\omega_{0\,TP}^2}}, \tag{37}$$

also die Übertragungsfunktion des HP nach Gl. (7), wenn man $K = K_3$ und $p' = p$ setzt. Beide Substitutionen sind zulässig.

Die auf diese Weise gefundene Übertragungsfunktion zeigt Amplituden-Frequenzgänge wie in Bild 1, die Kurven sind lediglich sämtlich an $\omega = \omega_{0\,TP} = \omega_{0\,HP} = \omega_0$ gespiegelt.

Zu den HP-Bauelementen gelangt man ebenfalls über die Frequenztransformation:

$$p\,C = \frac{\omega_0^2}{p'}\,C = \frac{1}{p'\,\frac{1}{\omega_0^2\,C}} = \frac{1}{\frac{p'}{\omega_0}\,\frac{1}{\omega_0\,C}} = \frac{1}{\frac{p'}{\omega_0}\,R'} \tag{38}$$

und

$$\frac{p}{\omega_0}\,R = \frac{\omega_0}{p'}\,R = \frac{1}{p'\,\frac{1}{\omega_0\,R}} = \frac{1}{p'\,C'}. \tag{39}$$

Die Bauelementetransformationen lauten also

$$R_{HP} = \frac{1}{\omega_0\,C_{TP}}; \qquad C_{HP} = \frac{1}{\omega_0\,R_{TP}}.$$

Mit ihnen kann die HP-Übertragungsfunktion des aktiven Filters aus der TP-Gleichung (29) unmittelbar abgeleitet werden.

$$G(p)_{HP} = -\frac{C}{2\,C_2}\,\frac{1}{1 + \frac{2}{p\,C_1\,R_1} + \frac{1}{p^2\,R_1^2\,C_1\,C_2}}, \tag{40a}$$

$$= -\frac{C}{2\,C_2}\,\frac{p^2\,R_1^2\,C_1\,C_2}{1 + p\,2\,C_2\,R_1 + p^2\,R_1^2\,C_1\,C_2}. \tag{40b}$$

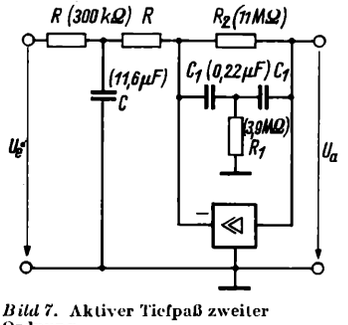


Bild 7. Aktiver Tiefpaß zweiter Ordnung

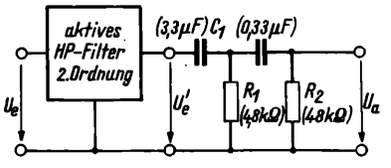


Bild 8. Schaltungskombination aktives HP-Filter mit passiven *RC*-Zusatzgliedern

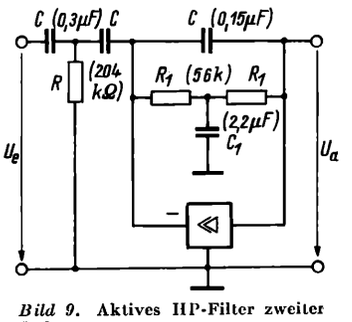


Bild 9. Aktives HP-Filter zweiter Ordnung

Tafel 2. Hochpaß

	R	R_1	C	C_1	C_2
R	–	$\frac{R_1}{8\,D^2\,v_u}$	$\frac{1}{4\,\omega_0\,D\,C}$	$\frac{1}{8\,\omega_0\,D_3\,v_u\,C_1}$	$\frac{1}{8\,\omega_0\,D\,v_u\,C_2}$
R_1	$8\,D^2\,v_u\,R$	–	$\frac{2\,D\,v_u}{\omega_0\,C}$	$\frac{1}{\omega_0\,D\,C_1}$	$\frac{D}{\omega_0\,C_2}$
C	$\frac{1}{4\,\omega_0\,D\,R}$	$\frac{2\,D\,v_u}{\omega_0\,R_1}$	–	$2\,v_u\,D^2\,C_1$	$2\,v_u\,C_2$
C_1	$\frac{1}{8\,\omega_0\,D^2\,v_u\,R}$	$\frac{1}{\omega_0\,R_1\,D}$	$\frac{C}{2\,v_u\,D^2}$	–	$\frac{C_2}{D^2}$
C_2	$\frac{1}{8\,\omega_0\,D\,v_u\,R}$	$\frac{D}{\omega_0\,R_1}$	$\frac{C}{2\,v_u}$	$C_1\,D^2$	–

$v_u = |v_u|_{\omega\to\infty}$

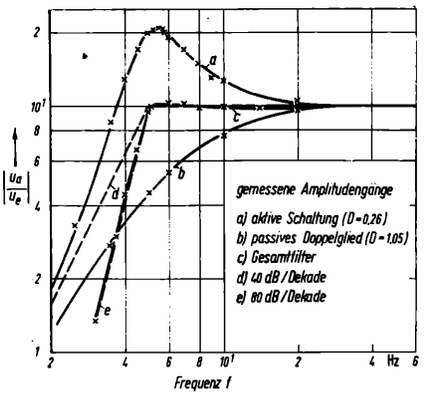


Bild 10. Amplituden-Frequenzgang der HP-Kombination
– Realisierungsbeispiel – für $D_{\text{aktiv}} = 0{,}26$ und $D_{\text{passiv}} = 1{,}05$

Die Bestimmungsgleichungen sind ebenfalls äquivalent

$$R_1\,C_1 = 4\,C\,R\,,$$

$$D = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\,,$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1^2\,C_1\,C_2}\,,$$

$$v_u|_{\omega\to\infty} = \frac{C}{2\,C_2}\,.$$

Sie gestatten wieder die Filterberechnung. Tafel 2 ist, unabhängig von der Herleitung über den TP, für die HP-Realisierung mit Übertragungsverhalten 2. Ordnung allgemein gültig.

Beispiel:

Gefordert ist eine Hochpaßcharakteristik. Das Übergangsverhalten und die mit einem Übertragungsglied 2. Ordnung maximal erreichbare Dämpfung von 40 dB/Dekade genügen jedoch nicht den Anforderungen. Der Bauelementeaufwand soll klein bleiben, so daß der Einsatz eines in Kette geschalteten zweiten aktiven Gliedes ausscheidet.

Zur optimalen Lösung dieser Aufgabe muß die Resonanzüberhöhung des Übertragungsgliedes zweiter Ordnung bei kleiner Dämpfung ausgenutzt werden. Kompensiert wird diese Resonanzüberhöhung durch nachgeschaltete passive *RC*-Glieder, die den Aufwand nur unwesentlich erhöhen, die Dämpfungseigenschaften jedoch entscheidend verbessern können.

Die der Schaltung (Bilder 8 und 9) zugeordnete HP-Übertragungsfunktion

$$G(p) = K\,\frac{p^2\,T_2^2}{1 + p\,T_1 + p^2\,T_2^2}\cdot\frac{p\,T_2}{1 + p\,T_2}\cdot\frac{p\,T_2}{1 + p\,T_2} \qquad (41)$$

hat aber nur dann Gültigkeit, wenn das letzte $R\,C$-Glied erster Ordnung nicht merklich zurückwirkt.

Geht man von der Dämpfung des passiven Teiles aus

$$D = 1 + \frac{1}{2}\,\frac{C_2}{C_1} = 1 + F_D\,, \qquad (42)$$

so läßt sich zeigen, daß die Bedingung Rückwirkungsfreiheit für

$$C_1 \geqq 5\,C_2\,, \quad 5\,R_1 \leqq R_2 \mathrel{\hat{=}} F_D = 10\%\,, \qquad (43)$$

genügend genau erfüllt ist. Der Amplitudenfehler des Ausgangssignals bleibt hierfür unter 3%, wie man aus Bild 1 erkennen kann.

Praktisch ist beim Einsatz der passiven Zusatzglieder zu beachten, daß (Bild 8) $R_1 \gg R_a$ (Ausgangswiderstand der speisenden Schaltung) erfüllt sein muß, so daß es meist zweckmäßig ist, das passive Doppelfilter an den niederohmigen Ausgang des aktiven Filters anzuschließen.

Die Realisierung des aktiven Filterteils erfolgt wieder anhand von Bild 1. Grafisch findet man für eine Dämpfung

$$D_{\text{paassiv}} = 1{,}05 \mathrel{\hat{=}} F_D = 5\%, \quad \text{daß} \quad D_{\text{aktiv}} = 0{,}26\,,$$

für die Kompensation des Amplitudenganges den optimalen Wert darstellt (Bild 10).

Zur Realisierung eines Schaltungsbeispiels dienten im Zusammenhang mit Tafel 2 die Parameter $\omega_0 = 2\,\pi \cdot 5\ \text{s}^{-1}$, $D = 0{,}26$ und $v_u = 1$. Der passive Teil ist für die gleiche Grenzfrequenz $\omega_0 = \left.\frac{1}{R\,C}\right|_{\text{passiv}}$ zweistufig unter Beachtung von Gl. (43) dimensioniert, wobei wegen $D = 1{,}05 \to C_1 = 10\,C_2$, $R_2 = 10\,R_1$ vorgegeben ist. Die Bauelementewerte des erprobten Gesamtfilters sind als geklammerte Werte in den Bildern 8 und 9 enthalten.

Im Prinzip ist es im weiteren sowohl für BP als auch für die BS möglich, Realisierungen analog der HP-Realisierung über

Tafel 3. Bandpaß

	R	R_1	R_2	C	C_1
R	–	$\frac{R_1}{D^2\,v_u}$	$\frac{R_2}{v_u}$	$\frac{2\,D}{\omega_0\,C}$	$\frac{1}{\omega_0\,D\,v_u\,C_1}$
R_1	$D^2\,v_u\,R$	–	$D^2\,R_2$	$\frac{2\,v_u\,D^2}{\omega_0\,C}$	$\frac{D}{\omega_0\,C_1}$
R_2	$R\,v_u$	$\frac{R_1}{D^2}$	–	$\frac{2\,v_u\,D}{\omega_0\,C}$	$\frac{1}{\omega_0\,D\,C_1}$
C	$\frac{2\,D}{\omega_0\,R}$	$\frac{2\,v_u\,D^2}{\omega_0\,R_1}$	$\frac{2\,v_u\,D}{\omega_0\,R_2}$	–	$2\,v_u\,D^2\,C_1$
C_1	$\frac{1}{\omega_0\,D\,v_u\,R}$	$\frac{D}{\omega_0\,R_1}$	$\frac{1}{\omega_0\,D\,R_2}$	$\frac{C}{2\,v_u\,D^2}$	–

$v_u = |v_u|_{\omega=\omega_0} + 6\ \text{dB}$ für $D = 1$

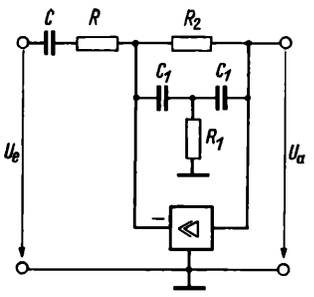


Bild 11. (links). Bandpaßschaltung — Realisierung von Gl. (6)

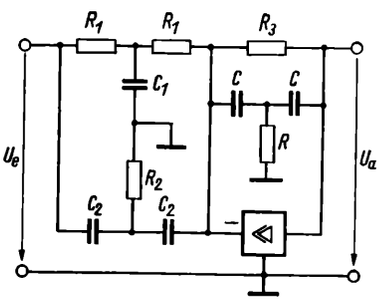


Bild 12. Bandsperrenrealisierung nach Gl. (8)

Tafel 4. Bandsperre

	R	R_1	R_2	R_3	C	C_1	C_2
R	–	$2\,v_u\,D^2\,R_1$	$\alpha^2\,v_u\,R_2$	$D^2\,R_3$	$\frac{D}{\omega_0\,C}$	$\frac{8\,D^2\,v_u}{\omega_0\,C_1}$	$\frac{\alpha^2\,D\,v_u}{\omega_0\,C_2}$
R_1	$\frac{R}{2\,v_u\,D^2}$	–	$\frac{\alpha^2\,R_2}{2\,D^2}$	$\frac{R_3}{2\,v_u}$	$\frac{1}{2\,v_u\,D\,\omega_0\,C}$	$\frac{4\,D}{\omega_0\,C_1}$	$\frac{\alpha}{2\,D\,\omega_0\,C_2}$
R_2	$\frac{R}{\alpha^2\,v_u}$	$\frac{2\,D^2\,R_1}{\alpha^2}$	–	$\frac{D^2\,R_3}{\alpha^2\,v_u}$	$\frac{D}{\omega_0\,\alpha^2\,v_u\,C}$	$\frac{8\,D^2}{\omega_0\,\alpha^2\,C_1}$	$\frac{D}{\omega_0\,C_2}$
R_3	$\frac{R}{D^2}$	$2\,v_u\,R_1$	$\frac{\alpha^2\,v_u\,R_2}{D^2}$	–	$\frac{1}{\omega_0\,D\,C}$	$\frac{8\,D\,v_u}{\omega_0\,C_1}$	$\frac{\alpha^2\,v_u}{\omega_0\,D\,C_2}$
C	$\frac{D}{\omega_0\,R}$	$\frac{1}{2\,v_u\,\omega_0\,D\,R_1}$	$\frac{D}{\omega_0\,\alpha^2\,v_u\,R_2}$	$\frac{1}{\omega_0\,D\,R_3}$	–	$\frac{C_1}{8\,D^2\,v_u}$	$\frac{C_2}{\alpha^2\,v_u}$
C_1	$\frac{8\,D^2\,v_u}{\omega_0\,R}$	$\frac{4\,D}{\omega_0\,R_1}$	$\frac{8\,D_3}{\omega_0\,\alpha^2\,R_2}$	$\frac{8\,D\,v_u}{\omega_0\,R_3}$	$8\,D^2\,v_u\,C$	–	$\frac{8\,D^2\,C_2}{\alpha^2}$
C_2	$\frac{\alpha^2\,D\,v_u}{\omega_0\,R}$	$\frac{\alpha^2}{2\,\omega_0\,D\,R_1}$	$\frac{D}{\omega_0\,R_2}$	$\frac{\alpha^2\,v_u}{\omega_0\,D\,R_3}$	$\alpha^2\,v_u\,C$	$\frac{\alpha^2\,C_1}{8\,D^2}$	–

$v_u = v_u|_{\omega=0} = v_u|_{\omega\to\infty}$ für $\alpha = 1$; $\quad \alpha = \frac{\omega_0}{\omega_\infty}$

die Frequenztransformationen zu finden:

$$\text{BP-Transformation} \quad p = \frac{p'^2 + \omega_0\,\omega_u}{p'\,(\omega_0 - \omega_u)}\,\omega_{0\,TP}\,, \tag{44}$$

$$\text{BS-Transformation} \quad p = \frac{p'\,(\omega_0 - \omega_u)}{p'^2 + \omega_0\,\omega_u}\,\omega_{0\,TP}\,. \tag{45}$$

Da jedoch zwei aktive Glieder zweiter Ordnung benötigt werden, um die auftretenden Übertragungsfunktionen zu befriedigen, wird sowohl die BP- als auch BS-Schaltung besser mit den bereits bekannten Mitteln der TP- und HP-Realisierung gewonnen, um so mehr, als hierbei hinsichtlich Symmetrie von BP- oder BS-Charakteristik keine zusätzlichen Einschränkungen gelten.

Zwei praktisch häufig eingesetzte Schaltungen, Bild 11 und 12 mit den zugehörenden Dimensionierungstafeln 3 und 4 dienen der Realisierung der Übertragungsfunktionen nach den Gln. (6) und (8). Auf die Bedeutung der speziellen Bandsperrenschaltung (Bild 11) in der Praxis zur Herausfilterung von Störfrequenzen großer Amplitude aus einem Frequenzgemisch sei besonders hingewiesen.

Tafel 3 Bandpaß:

$$G(p) = -\frac{p\,R_2\,C\,(1 + 2\,p\,C_1\,R_1)}{(1 + 2\,p\,C_1\,R_1 + p^2\,C_1^2\,R_1\,R_2)\,(1 + p\,C\,R)}, \tag{46}$$

Tafel 4 Bandsperre:

$$G(p) = -\frac{R_3\,(1 + 2\,p\,C\,R)\,(1 + p^2\,2\,C_2^2\,R_1\,R_2)}{2\,R_1\,(1 + 2\,p\,C\,R + p^2\,C^2\,R\,R_3)\,(1 + p^2\,C_2\,R_2)}, \tag{47}$$

Nebenbedingung: $R_1\,C_1 = 4\,R_2\,C_2$ für Doppel-T-Glied.

Abschließend möchte ich Herrn Dipl.-Ing. *Schäfer* für wertvolle Anregungen danken.

Literatur

[1] *Oppelt, W.:* Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. 4. Auflage. Wein heim a. d. Bergstraße: Verlag Chemie, und Berlin VEB Verlag Technik 1964.
[2] *Wunsch, G.:* Theorie und Anwendung linearer Netzwerke. Leipzig Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.G. 1964.
[3] *Böhme, R.:* Die aktiven RC-Netzwerke und das Siebschaltungsproblem der Mikroelektronik. Nachrichtentechnik 18 (1968) S. 41–47.
[4] *Böhme, R.:* Schwingkreise aus Widerständen und Kondensatoren. rfe 16 (1967) H. 21, S. 650–652.
[5] *Korn, G. A.* und *T. M. Korn:* Elektronische Analogierechenmaschinen Berlin: VEB Verlag Technik 1962.
[6] *Gille, J. C., M. Pelegrin* und *P. Decaulne:* Lehrgang der Regelungstechnik (Band I) Berlin: VEB Verlag Technik und München: R. Oldenbourg Verlag 1967.

msr 3249

Anschrift des Verfassers:
W. Schneider, Dipl.-Ing., TH Karl-Marx-Stadt, Lehrbereich Kontrolltechnik, 90 Karl-Marx-Stadt, Reichenhainer Str. 70.

G. FRANKE

Statischer Störabstand von Logik- und Speicherelementen in Schaltsystemen

IA 4.5.3.0

Einleitung[1])

Die Eingänge bzw. Signaleingangsleitungen von Logik- und Speicherelementen eines elektronischen Schaltsystems werden durch das System selbst oder durch Systeme der Umgebung beeinflußt. Man unterscheidet zwischen dynamischer und statischer Beeinflussung. Unter statischer Beeinflussung werden dabei neben der Beeinflussung mit konstanten Größen auch zeitlich veränderliche Beeinflussungen verstanden, deren Wirkungsdauer, verglichen mit den charakteristischen Schaltzeiten des Systems, lang ist.

Anhand der grundsätzlichen Struktur eines Schaltsystems aus gleichstromgekoppelten, aktiven Logikelementen werden in der vorliegenden Arbeit verschiedene Beeinflussungsfälle betrachtet und die Auswirkungen der Beeinflussung auf das Schaltsystem untersucht. Dabei wird vorausgesetzt, daß sowohl der kombinatorische Teil als auch der Speicherteil des Systems aus Logikelementen des gleichen Typs aufgebaut sind.

Erreicht bzw. überschreitet die statische Beeinflussung der Eingänge eine gewisse Größe, den statischen Störabstand, dann können Schaltfehler im System auftreten. Von diesem Sachverhalt ausgehend wird zunächst der statische Störabstand für Logikelemente eines Schaltsystems allgemein definiert. Auf der Grundlage dieser allgemeinen Definition werden dann spezielle Störabstände für charakteristische Beeinflussungsfälle in Anlehnung an die von *Hill* [1] vorgeschlagenen Festlegungen eingeführt. Im vorliegenden Beitrag wird dabei besonderer Wert auf eine Zusammenstellung der Voraussetzungen und Grenzen für die Gültigkeit der angewendeten Betrachtungsweise und auf eine analytische Begründung der einzelnen Störabstände gelegt.

1. Vorbetrachtungen und Voraussetzungen

1.1. Statischer Störabstand

Der statische Störabstand ist eine Kenngröße des einzelnen Logikelementes und wird in Volt angegeben. Der statische Störabstand des einzelnen Logikelementes hängt außer vom Übertragungsverhalten des Logikelementes noch von der Schaltung, in der das betrachtete Element eingeordnet ist, und darüber hinaus vom Beeinflussungszustand der übrigen Logikelemente der Schaltung ab.

Die kleinste Spannungsänderung am Eingang eines Logikelementes, die allein durch die Beeinflussung der Signalleitung zwischen dem betrachteten und dem vorgeschalteten Element entsteht und durch die das Gesamtsystem eine Fehlschaltung ausführen kann, wird als statischer Störabstand bezeichnet.

Ausgehend von dieser allgemeinen Definition werden im folgenden für Logikelemente in Kettenschaltung bzw. für kreuzgekoppelte Logikelemente (Flip-Flop) bei Beeinflussung eines Elementes bzw. bei simultaner Mehrfachbeeinflussung spezielle Störabstände festgelegt.

1.2. Struktur der Schaltsysteme

Ein Schaltsystem besteht im allgemeinen aus einem Speicherteil und einem kombinatorischen Teil, über den u. a. der Speicherteil gesteuert wird.

Beliebige Schaltfunktionen können theoretisch mit zweistufigen Kombinationsschaltungen realisiert werden, wenn die Eingangssignale in negierter und unnegierter Form vorliegen. Die meisten Syntheseverfahren für Kombinationsschaltungen führen auf solche zweistufigen Schaltungen. Bei technischen Logikelementen ist jedoch die Anzahl der Eingänge und die Ausgangsbelastbarkeit begrenzt, so daß zur Darstellung der gewünschten Schaltfunktion meist mehrstufige Schaltungen entworfen werden müssen. Um das statische Verhalten mehrstufiger Schaltungen bei Beeinflussung der Eingangssignalleitungen zu untersuchen, wird zunächst eine unendlich lange Kettenschaltung von Logikelementen betrachtet. Die dabei festgelegten Störabstände gelten dann mit Sicherheit auch für n-stufige (mit $n \geqq 2$) Kettenschaltungen (Bild 1). Bei der Festlegung von Störabständen für Speicherelemente im Speicherteil wird vorausgesetzt, daß die Speicherelemente aus jeweils zwei kreuzgekoppelten invertierenden Logikelementen bestehen.

Bild 1 zeigt den für die Beeinflussungsuntersuchungen verwendeten typischen Aufbau eines Schaltsystems, das beispielsweise aus NOR-Elementen des gleichen Typs aufgebaut ist. Die Stichleitungen symbolisieren dabei einerseits die Mehrfacheingänge der Logikelemente und andererseits die Mehrfachbelastung der Ausgänge.

[1]) Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin, Bereich Technische Kybernetik Dresden (Bereichsdirektor: Prof. Dr. phil., Dr.-Ing. e. h. *H. Kindler*).

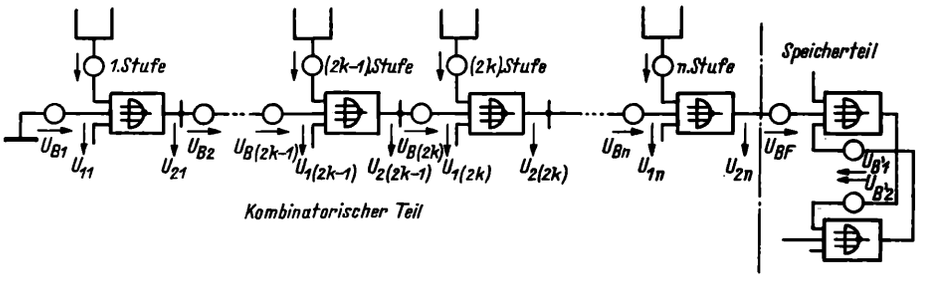


Bild 1. Ersatzschaltung des kombinatorischen Teils und des Speicherteils eines Schaltsystems

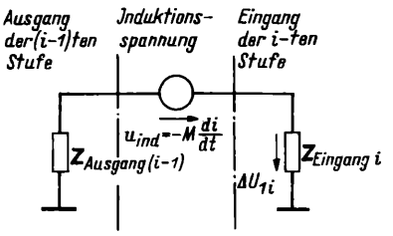


Bild 2
Ersatzschaltung zur Berechnung der äquivalenten Längsspannung bei induktiver Beeinflussung

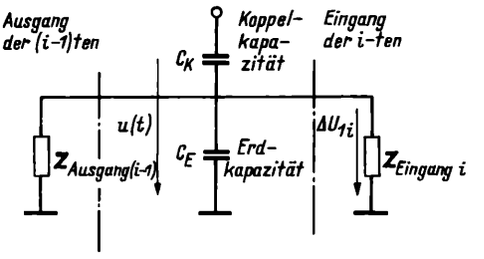


Bild 3
Ersatzschaltung zur Berechnung der äquivalenten Längsspannung bei kapazitiver Beeinflussung

1.3. Statische Beeinflussung

Die folgenden Betrachtungen beschränken sich auf die statische Beeinflussung der Eingangssignalleitungen bzw. der Eingänge der Logik- und Speicherelemente eines Schaltsystems, dessen Ersatzschaltung im Bild 1 angegeben ist. Die in der Ersatzschaltung eingetragenen Beeinflussungsspannungen U_{Bi} mit $(i = 1, \ldots, n)$, U_{BF}, U'_{B1} und U'_{B2} werden äquivalente Längsspannungen genannt. Aus Bild 1 ergibt sich für die äquivalenten Längsspannungen folgende Beziehung:

$$U_{Bi} = U_{2(i-1)} - U_{1i}. \tag{1}$$

Die Wirkungsdauer dieser Längsspannungen sei im Vergleich zu den charakteristischen Schaltzeiten des Systems so groß, daß sie als konstant bzw. als statisch betrachtet werden können, obwohl sie zeitabhängig sind.

1.4. Rückwirkungsfreiheit der Logikelemente

Bei der Festlegung der speziellen statischen Störabstände eines beliebigen Logikelementes in einer Schaltung gemäß Bild 1 geht man von der Transferkennlinie des Logikelementes aus. Die Logikelemente der Ersatzschaltung Bild 1 müssen dabei als rückwirkungsfrei angenommen werden, weil bei den Untersuchungen anhand der Transferkennlinie lediglich Spannungen betrachtet werden können und Ein- und Ausgangswiderstände der Elemente sowie Ströme in den Signalleitungen unberücksichtigt bleiben.

Rückwirkungsfreiheit bedeutet, daß die Ausgangsspannung des Elementes unabhängig vom Belastungszustand bzw. von der Anzahl angeschlossener Logikelemente ist. Sie bedeutet weiterhin, daß sich die Ausgangsspannung $U_{2(i-1)}$ bei Beeinflussung der angeschlossenen Signalausgangsleitung nicht ändert. Demzufolge wirkt sich eine äquivalente Längsspannung U_{Bi} allein als Änderung der Eingangsspannung des folgenden Elementes aus. Somit kann man schreiben:

$$U_{Bi} = -\Delta U_{1i}. \tag{2}$$

Diese Änderung entspricht einer Auslenkung der Eingangsspannung um den im beeinflussungsfreien Fall $(U_{Bi} = 0)$ gegebenen Arbeitspunkt, der mit $U_{2(i-1)} = U_{1i}$ [vgl. Gl. (1)] festgelegt ist.

In der Praxis ist jedoch die Forderung nach Rückwirkungsfreiheit der Logikelemente nicht oder nur annähernd erfüllt. Deshalb müssen Bedingungen und Voraussetzungen genannt werden, um die für rückwirkungsfreie Elemente erzielten Ergebnisse und Festlegungen auf technische, d. h. rückwirkungsbehaftete Logikelemente übertragen zu können. Eine dieser Bedingungen fordert, daß kapazitive, induktive und gegebenenfalls galvanische Beeinflussungen unter Berücksichtigung der Ein- und Ausgangsimpedanzen der Elemente in äquivalente Längsspannungen umgerechnet werden. Diese äquivalenten Längsspannungen entsprechen dann, wie erwähnt, den Spannungen U_{Bi} der aus rückwirkungsfreien Elementen bestehenden Schaltung (Bild 1). Weiterhin ist es bei nennenswerter Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung der Logikelemente notwendig, die bei Belastungsänderung auftretende Rückwirkung dadurch zu berücksichtigen, daß die unter der entsprechenden Belastung (gleiche Anzahl angeschlossener Logikelemente) aufgenommene Transferkennlinie zur Störabstandsbestimmung benutzt wird.

1.5. Berechnung der äquivalenten Längsspannung

Entsprechend den obigen Bedingungen werden induktive und kapazitive Beeinflussungen nachfolgend in äquivalente Längsspannungen U_{Bi} umgerechnet. Im beeinflussungsfreien Fall der i-ten Signalleitung (d. h. $U_{Bi} = 0$) sind Strom und Spannung der Signalleitung entsprechend den Arbeitspunkten der Logikelemente vorgegeben $(U_{2(i-1)} = U_{1i})$. Durch die Beeinflussung der Leitung wird ein zusätzlicher Strom in der Leitung fließen, der an den ein- bzw. ausgangsseitigen Impedanzen ($\boldsymbol{Z}_{\mathrm{Eing}\,i}$ bzw. $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{Ausg}\,(i-1)}$) der Logikelemente Spannungsänderungen hervorruft. Laut Voraussetzung (Gl. 2) interessiert nur die beeinflussungsabhängige Eingangsspannungsänderung ΔU_{1i}, die bis auf das Vorzeichen der äquivalenten Längsspannung gleich ist.

Durch Anwenden der Spannungsteilerregel auf die Ersatzschaltung Bild 2 ergibt sich die äquivalente Längsspannung bei induktiver Beeinflussung zu

$$U_{Bi\,\mathrm{ind}} = -\Delta U_{1i\,\mathrm{ind}} = u_{\mathrm{ind}\,i} \frac{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{Eing}\,i}}{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{Ausg}\,(i-1)} + \boldsymbol{Z}_{\mathrm{Eing}\,i}}, \tag{3}$$

wobei $u_{\mathrm{ind}\,i} = -M_i \dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ ist.

Für eine kapazitive Beeinflussung wird die äquivalente Längsspannung $U_{Bi\,\mathrm{kap}}$ (Gl. 4) anhand der Ersatzschaltung (Bild 3) durch Anwendung der Spannungsteilerregel berechnet (Laplace-Bildbereich):

$$U_{Bi\,\mathrm{kap}} = -\Delta U_{1i\,\mathrm{kop}} = -\mathfrak{L}\{u(t)\} \times \times \frac{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{Ausg}\,(i-1)}\,\boldsymbol{Z}_{\mathrm{Eing}\,i}\,p\,C_k}{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{Ausg}\,(i-1)}\,\boldsymbol{Z}_{\mathrm{Eing}\,i}\,(p\,C_K + p\,C_E) + \boldsymbol{Z}_{\mathrm{Ausg}\,(i-1)} + \boldsymbol{Z}_{\mathrm{Eing}\,i}}. \tag{4}$$

Dabei ist C_k die Koppelkapazität zur Beeinflussungsquelle, C_E die Erdkapazität der Signalleitung und $u(t)$ die Spannung der Beeinflussungsquelle. Mit zunehmender Ausgangsfächerung, d. h. mit zunehmender Anzahl angeschlossener Logikelemente, die von einem Element gesteuert werden, wachsen die Erd- und Koppelkapazitäten sowie die resultierenden Eingangsimpedanzen. Bei der Berechnung der äquivalenten Längsspannungen müssen diese Einflüsse Berücksichtigung finden.

1.6. Graphische Darstellung der Transferkennlinien

Das statische Übertragungsverhalten einer Kette von Logikelementen kann mit Hilfe der graphischen Darstellung der

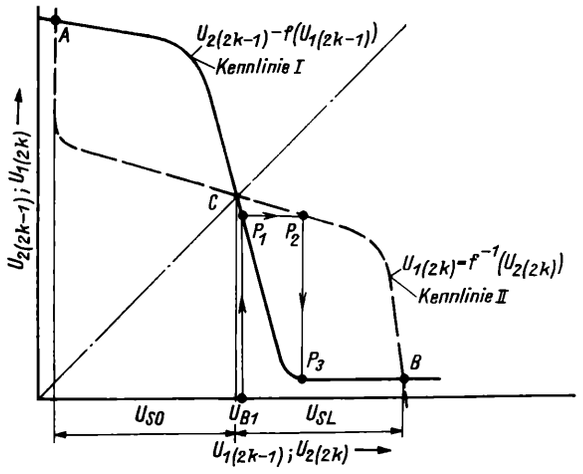


Bild 4. Transferkennlinien zur Beschreibung einer Kettenschaltung von Logikelementen

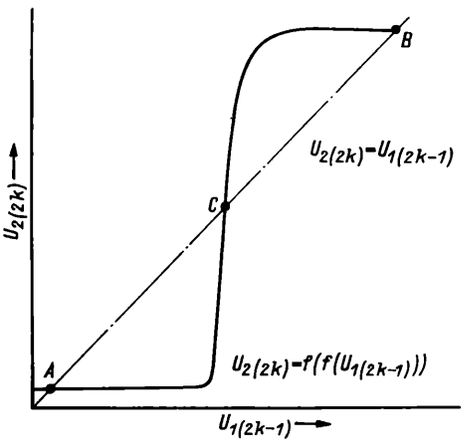


Bild 5. Transferkennlinie zweier in Kette geschalteter NOR-Elemente

Transferkennlinien (Bild 4) anschaulich beschrieben werden [1], wobei beispielsweise die Maßstäbe beider Achsen des karthesischen Koordinatensystems übereinstimmen. Dabei gilt die Transferkennlinie (Kennlinie I)

$$U_{2\,(2k-1)} = f(U_{1\,(2k-1)}) \tag{5}$$

für alle Logikelemente in den Stufen mit ungerader Ordnungszahl. Die Aussgangspannung ist dabei als Ordinate und die Eingangsspannung als Abszisse aufgetragen. Die gestrichelte Kennlinie (Kennlinie *II*)

$$U_{1\,(2k)} = f^{-1}(U_{2\,(2k)})\,, \tag{6}$$

die durch Spiegelung der Kennlinie *I* an der Einheitsgeraden entstanden ist, dient der Beschreibung der Elemente in geradzahligen Stufen. Die Achsenbezeichnungen sind entsprechend vertauscht, so daß die Ausgangsspannung als Abszisse und die Eingangsspannung als Ordinate erscheint. Mittels der Kennliniendarstellung im Bild 4 lassen sich die statischen Arbeitspunkte der Logikelemente in Kettenschaltung oder mit Kreuzkopplung (Flip-Flop) auf einfache Weise konstruieren.

2. Ermittlung der statischen Störabstände aus den Transferkennlinien der Logikelemente

2.1. Statische Störabstände im kombinatorischen Teil

Die statischen Störabstände der Logikelemente des kombinatorischen Teils werden anhand einer Kettenschaltung von Logikelementen festgelegt.

2.1.1. Statische Störabstände bei Beeinflussung eines Logikelementes der Kette

Wird beispielsweise der Verlauf der Ausgangsspannung $U_{2(2k)}$ eines Logikelementes als Funktion der Eingangsspannung $U_{1(2k-1)}$ des vorhergehenden Elementes aufgetragen, was einer Zusammenfassung der im Bild 4 dargestellten beiden Kennlinien mit den Gln. (5) und (6) zu

$$U_{2\,(2k)} = f\,[f(U_{1\,(2k-1)})] \tag{7}$$

entspricht, dann zeigt sich, daß an drei Punkten der Kennlinie die Ein- und Ausgangsspannungen übereinstimmen, so daß für diese Punkte

$$U_{1\,(2k-1)} = U_{2\,(2k)} \tag{8}$$

gilt.

Durch Lösung des Gleichungssystems Gln. (7) und (8), die auch graphisch gemäß Bild 5 ausgeführt werden kann, ergeben sich die drei Punkte *A*, *B* und *C* als Schnittpunkte zwischen der Transferkennlinie Gl. (7) und der Geraden Gl. (8) mit dem Anstieg Eins. Analog dazu entsprechen auch die Schnittpunkte der Transferkennlinien im Bild 4 diesen Punkten.

Nun ist nach Gl. (8) die Verstärkung des Elementepaares an den Punkten *A*, *B* und *C* gleich Eins. Die Punkte *A* und *B* sind stabile Arbeitspunkte. Die differentielle Verstärkung des Paares ist in diesen Punkten kleiner als Eins bzw. Null. Die Logikelemente einer unbeeinflußten Kette arbeiten in den stabilen Arbeitspunkten *A* bzw. *B*. Die differentielle Verstärkung des Elementepaares ist in Punkt *C* größer als Eins. Somit ist *C* ein instabiler Arbeitspunkt.

Wie das folgende Beispiel zeigt, besitzt der instabile Punkt *C* für das statische Verhalten der Kette besondere Bedeutung. Das Eingangselement der Kette wird durch die Spannung U_{B1} (Bild 1) beeinflußt. Entsprechend der Kennlinie *I* im Bild 4 arbeitet das erste Element dann im Arbeitspunkt P_1. Da die übrige Kette unbeeinflußt ist, d. h. $U_{B2} = U_{B3} = \cdots = 0$, wird die Ausgangsspannung des ersten zur Eingangsspannung des zweiten Elementes, das den Punkt P_2 der Kennlinie *II* einnimmt. Dementsprechend arbeitet das dritte Element in Punkt P_3. Bereits das vierte Element arbeitet im stabilen Arbeitspunkt *B*, der bei weiterem Fortschreiten in der Kette nicht wieder verlassen wird.

Aus diesem Beispiel ist zu erkennen, daß die Wirkung der Beeinflussung eines Elementes der Kette bereits nach wenigen Elementen abgeklungen und nicht mehr nachweisbar ist. Wird die Beeinflussungsspannung U_{B1} kleiner als im obigen Fall gewählt, d. h. der Arbeitspunkt P_1 liege oberhalb des Punktes *C*, dann ergibt sich durch entsprechende Konstruktion der Arbeitspunkte nach wenigen Elementen der stabile Arbeitspunkt *A* für die Kette. Welcher stabile Arbeitspunkt von Logikelementen am Ende einer langen Kette eingenommen wird, hängt infolgedessen davon ab, ob das Potential am Eingang des beeinflußten Elementes kleiner oder größer als das zum instabilen Arbeitspunkt *C* gehörende Potential ist.

Für Störfreiheit der Kette bei Beeinflussung eines Elementes ist daher die Bedingung hinreichend, daß durch die beeinflussende Spannung der instabile Arbeitspunkt *C* nicht erreicht werden darf. Aus dem beschriebenen Verhalten der Kette ergeben sich unmittelbar die „eigentlichen statischen

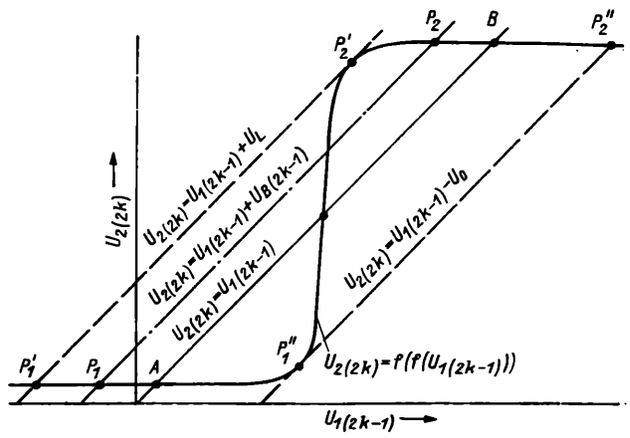


Bild 6. Diagramm zur Erklärung und Ableitung der statischen Störabstände bei simultaner Beeinflussung jedes zweiten Logikelementes einer Kette

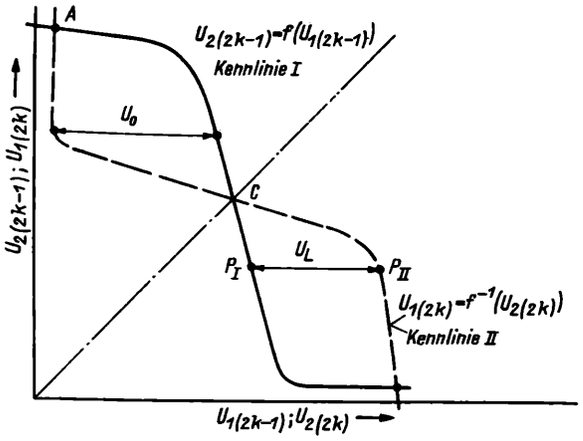


Bild 7. Transferkennlinien invertierender Logikelemente mit eingezeichneten Störabständen für simultane Beeinflussung jedes zweiten Elementes in einer langen Kette

Störabstände" U_{SO} bzw. U_{SL}, die den Differenzen der Eingangsspannungen zwischen dem jeweiligen stabilen Arbeitspunkt A bzw. B und dem instabilen Arbeitspunkt C gleich sind.

Aus der graphischen Darstellung der Transferkennlinie (Bild 4) sind die „eigentlichen statischen Störabstände" U_{SO} bzw. U_{SL} in der angegebenen Weise ablesbar [1]. U_{SO} und U_{SL} sind gewöhnlich verschieden voneinander. Ihre Summe ist aber nicht größer als der Signalhub. Meist wird nur der kleinere der beiden Werte angegeben.

2.1.2. Statische Störabstände bei simultaner Beeinflussung mehrerer Logikelemente der Kette

Bei simultaner Beeinflussung mehrerer Logikelemente einer Kettenschaltung kann hinsichtlich des Vorzeichens und der Größe der Beeinflussungsspannungen zwischen beliebig vielen Varianten unterschieden werden. In den folgenden Abschnitten werden einige typische, für die Praxis besonders wichtige Beeinflussungsfälle untersucht.

2.1.2.1. Simultane Beeinflussung jedes zweiten Elementes der Kette mit gleicher Spannung

Zur Ermittlung der statischen Störabstände bei Beeinflussung jedes zweiten Logikelementes einer Kettenschaltung (Bild 1) mit gleicher Spannung werden die äquivalenten Längsspannungen

$$U_{B1} = U_{B3} = \cdots = U_{B(2k-1)} \neq 0 \tag{9}$$

und

$$U_{B2} = U_{B4} = \cdots = U_{B(2k)} = 0 \tag{10}$$

gesetzt.

Durch diese äquivalenten Längsspannungen werden die stabilen Arbeitspunkte der Elemente der Kette verschoben (vgl. P_1 bzw. P_2, Bild 6). Die Arbeitspunkte bzw. die diesen Punkten entsprechenden Spannungen wiederholen sich nach je zwei Logikelementen entlang der Kette (wenn von den ersten Elementen der Kette abgesehen wird). Das statische Gesamtverhalten einer langen Kette kann daher anhand von zwei aus der Kette herausgegriffenen Logikelementen beschrieben werden. Dieses Vorgehen erweist sich als besonders günstig, weil damit das statische Verhalten bistabiler Multivibratoren analog beschrieben werden kann.

Da sich die Ausgangsspannung $U_{2(2k)}$ eines solchen Elementepaares innerhalb der Kette mit der Transferkennlinie Gl. (7) von der Eingangsspannung $U_{1(2k-1)}$ gemäß Gl. (9) lediglich um die Beeinflussungsspannung unterscheidet, ergibt sich die Schließungsbedingung in Form einer linearen Gleichung:

$$U_{2(2k)} = U_{1(2k-1)} + U_{B(2k-1)} \cdot \tag{11}$$

Das Gleichungssystem Gln. (7) und (11) für das Elementepaar wird nun grafisch gelöst. Dabei ergeben sich die stabilen Arbeitspunkte P_1 und P_2, die die gesuchten Lösungen des Gleichungssystems sind, als Schnittpunkte der graphischen Darstellung beider Gleichungen im Bild 6.

Die Lage der stabilen Arbeitspunkte der Elemente ist von der Beeinflussungsspannung $U_{B(2k-1)}$ und vom ursprünglichen Arbeitspunkt der unbeeinflußten Kette abhängig. Die Gerade gemäß Gl. (11) im Bild 6 wird bei Änderung der Beeinflussungsspannung $U_{B(2k-1)}$ in Abszissenrichtung parallel verschoben. So ergeben sich beispielsweise für $U_{B(2k-1)}=0$ die stabilen Arbeitspunkte A und B (Bild 4 bzw. 6) der unbeeinflußten Kette. Die Parallelverschiebung der Geraden Gl. (11) ist praktisch dadurch begrenzt, daß nur für Beeinflussungsspannungen innerhalb des Intervalls

$$-U_0 < U_{B(2k-1)} < U_L \tag{12}$$

jeweils zwei stabile Arbeitspunkte als Lösung des Gleichungssystems existieren (Bild 6). Die beiden stabilen Arbeitspunkte charakterisieren bekanntlich das gewünschte binäre Verhalten der Kette. Bei Beeinflussungsspannungen, die innerhalb des durch Gl. (12) gegebenen Intervalls liegen, bleibt der Zustand bzw. die Information der Kette erhalten. Überschreitet die Beeinflussungsspannung die vorgegebenen Grenzen, dann existiert nur noch ein stabiler Arbeitspunkt als Lösung des Gleichungssystems. Dadurch ist der Zustand der Kette nicht mehr von der zu übertragenden Information abhängig, sondern wird von der Beeinflussungsspannung aufgeprägt. Damit wird die Beeinflussungsspannung zur Störspannung.

Die Grenzen des Intervalls U_0 bzw. U_L (Gl. 12) sind die gesuchten statischen Störabstände bei simultaner Beeinflussung jedes zweiten Logikelementes einer Kette mit gleichen Spannungen.

An den Intervallgrenzen U_0 bzw. U_L der Längsspannung Gl. (12) wird die durch Gl. (11) definierte Gerade mit dem

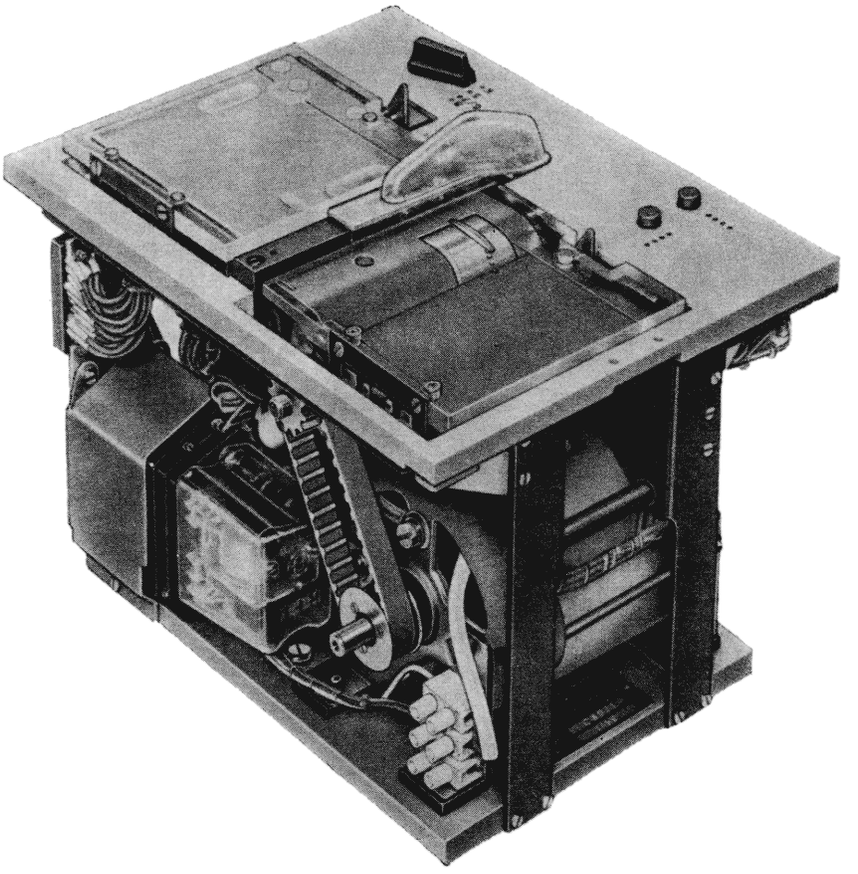
(Fortsetzung auf Seite 480)

WIR STELLEN VOR - WIR BIETEN AN!

CELLATRON

LOCHBANDSTANZER

C 8021



Überall, wo es gilt, Informationen in ein Lochband schnell und sicher zu übertragen, ist der Lochbandstanzer Cellatron C 8021 das geeignete Hilfsmittel. Flexible Anschlußmöglichkeiten und beliebige Codierung bilden die Voraussetzung für einen universellen Einsatz.

Lochbandstanzer Cellatron C 8021 können angeschlossen werden an:

— Datenerfassungsgeräte aller Art aus der Büromaschinenindustrie

— Meß- und Wägegeräte

— Programmiergeräte für numerisch gesteuerte Anlagen

— Datenfernübertragungs- und Fernschreibeinrichtungen

— kleinere und mittlere Datenverarbeitungsanlagen

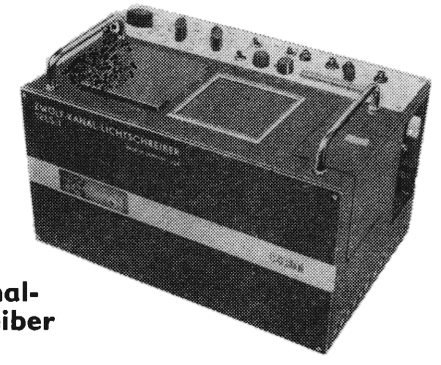
VEB KOMBINAT ZENTRONIK

Rechenelektronik Meiningen - Sitz Zella-Mehlis 606 Zella-Mehlis

UV-Lichtstrahltechnik

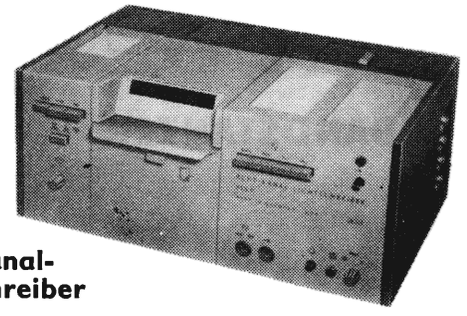
bewährt
zukunftssicher
universell

ZUR LÖSUNG IHRER MESSAUFGABEN BIETEN WIR IHNEN:



Zwölf-Kanal-Lichtschreiber 12LS-1

Tragbarer Lichtstrahloszillograf mit 12 Registrierkanälen für ortsveränderlichen Einsatz.
2 Aufzeichnungsverfahren:
UV-Direktschrift und Naßentwicklungsverfahren.
Batterie- und Netzbetrieb.
Gleichzeitige Registrierung und Beobachtung der Kurven aller Meßgrößen auf einer Mattscheibe.
8 Registrierpapier-Ablaufgeschwindigkeiten von 1,6 mm/s bis 4,5 m/s.
Schreibgeschwindigkeit bis 4000 m/s erreichbar.

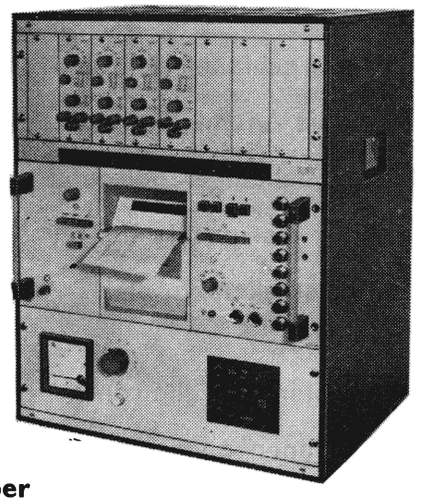


Acht-Kanal-Lichtschreiber 8 LS-1

Neues direktschreibendes Registriergerät zur gleichzeitigen Aufzeichnung von acht Vorgängen.
Kleine, handliche Ausführung.
Keine Naßentwicklung, deshalb zeit- und kostensparend.
Erweiterter Anwendungsbereich mit Fernbedienungsteil, Umformer für 24-V-Batteriebetrieb, Anpassungssteller zur Einstellung des Dämpfungswiderstandes der Stiftgalvanometer.
Schreibgeschwindigkeiten bis 2000 m/s erreichbar.
Servicegerechte Konstruktion.

Technischer Schnellschreiber TSS-101

Das gegebene Registriergerät für ortsveränderlichen Einsatz: Batteriebetrieb, geringe Leistungsaufnahme, kleine Abmessungen und Masse, hohe Genauigkeit der Aufzeichnungen.
Sofort sichtbare Aufzeichnungen, dokumentenfest und pausfähig.
Minimale Betriebskosten durch wirtschaftliches Aufzeichnungsverfahren.
Arbeitsfrequenzbereich 0···100 Hz.
Möglichkeit eines Fremdantriebes des Registrierpapieres.
Fernauslösung für Registrierpapiertransport und Markierungseinrichtung.
Hohe elektrische Empfindlichkeit bei hohem Eingangswiderstand.
Exakte Eichung durch einblendbare Testspannung hoher Konstanz.
Symmetrischer und unsymmetrischer Eingang mit Drucktasten wählbar.



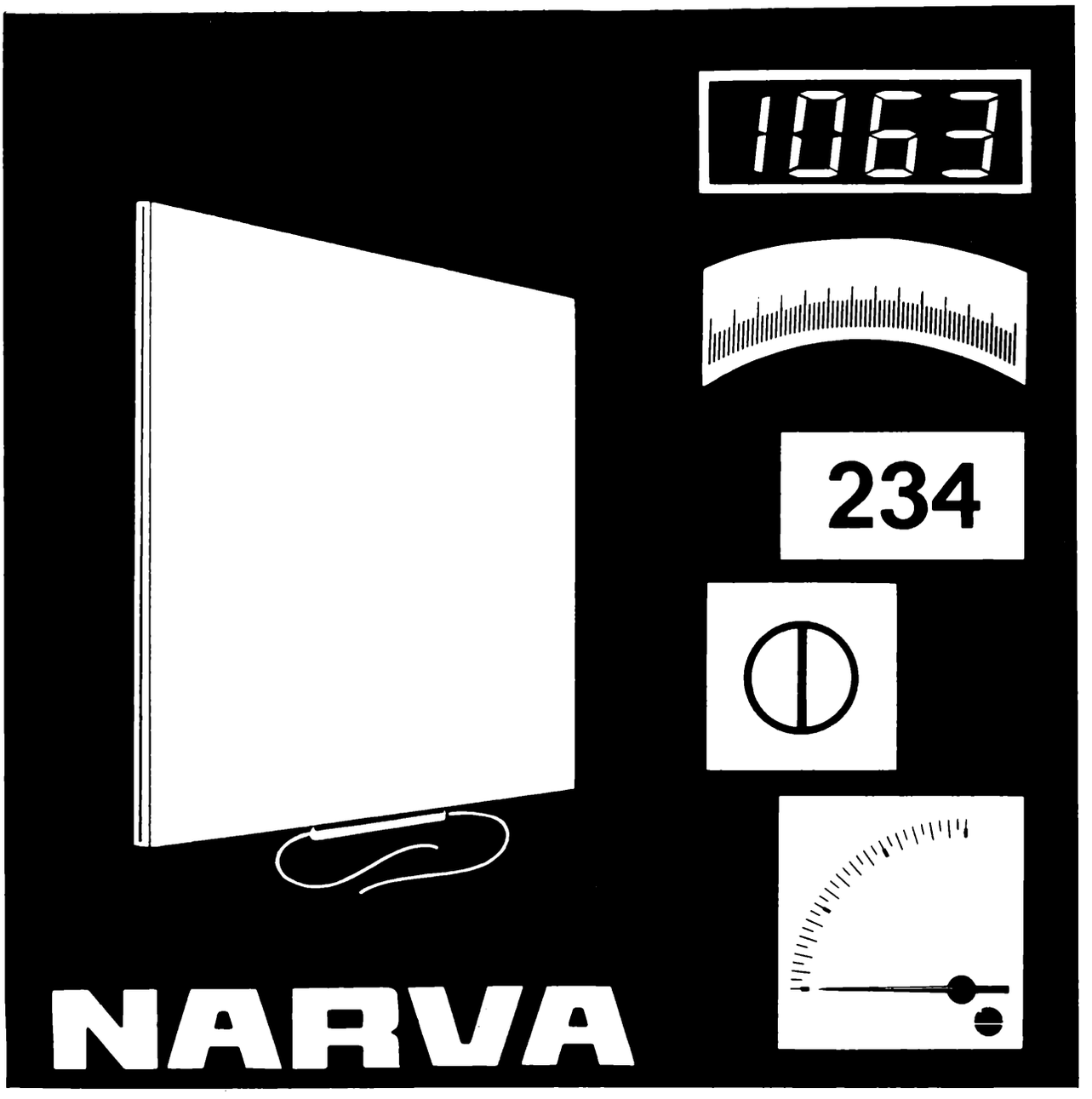
Acht-Kanal-Lichtschreiber 8 LS-201

Lichtstrahloszillograf für höchste Ansprüche.
8 Registrier- und 2 Markierungskanäle.
UV-Direktschreibverfahren.
Lichtschreiber, Netzteil und Meßbereichwähler in Einschubbauweise in einem Gehäuse.
Schreibgeschwindigkeiten bis 2000 m/s.
Höchste Lebensdauer der Hochdrucklampe durch Möglichkeit zur Einstellung und Kontrolle der Lampenleistung.

Wir beraten Sie gern und übersenden Ihnen auf Anforderung unsere Druckschriften.

RFT

KOMBINAT
VEB MESSGERÄTEWERK ZWÖNITZ



NARVA-Kondensatorlampen sind flächenförmige Lichtquellen, die je nach Bedarf in verschiedenen Abmessungen hergestellt werden können. Sie eignen sich vorzüglich für den Einsatz als selbstleuchtende Skalen in Betriebsmeßgeräten und ermöglichen eine gute Übersicht und genaue Kontrolle des jeweiligen Betriebszustandes.

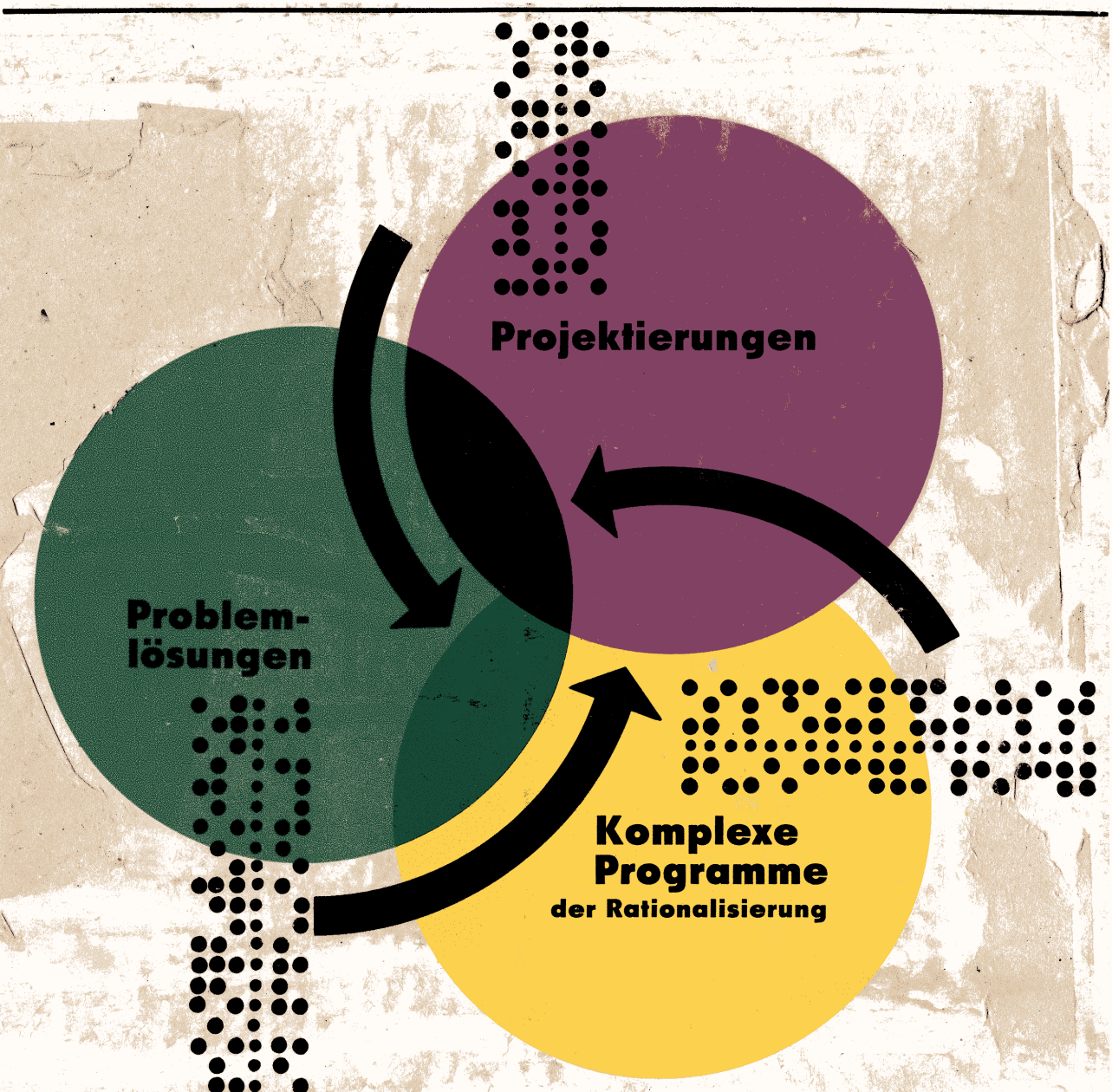
Durch ihr mildes, diffuses Licht sind sie auch als Kennzeichen und Hintergrundsbeleuchtung in abgedunkelten Räumen besonders gut geeignet. Diese Lampen werden in den Farben Grün, Blau und Orange geliefert. Die sehr geringe Leistungsaufnahme und die fehlende Wärmeentwicklung sind weitere nicht zu übersehende Vorzüge.

Informieren Sie sich auf unserem Messestand zur Leipziger Frühjahrsmesse, Messegelände, Halle 18 — Obergeschoß.

VEB NARVA

Kombinat der Volkseigenen Lichtquellenindustrie

DDR-1017 Berlin, Ehrenbergstraße 11—14



- Numerisch gesteuerte Verdrahtungs-Halbautomaten
- Prüfeinrichtungen
- Induktive HF-Erwärmungsanlagen
- Erosive Bearbeitungsanlagen
- [illegible]trische HF-Erwärmungsanlagen
- [illegible]ostatische Beschichtungsanlagen
- Füllstandmeß- und [illegible]einrichtungen

VEB STEREMAT „HERMANN SCHLIMME" BERLIN

1055 Berlin, Storkower Straße 115

Ruf 530040, Telex 012556

32525